



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра Информационные технологии и системы безопасности

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА**  
(Бакалавр)

На тему Разработка программной модели фазовой автоподстройки частоты

Исполнитель Фастюк Антон Викторович  
(фамилия, имя, отчество)

Руководитель кандидат технических наук, доцент  
(ученая степень, ученое звание)

Чернецова Елена Анатольевна  
(фамилия, имя, отчество)

«К защите допускаю»

Заведующий кафедрой

\_\_\_\_\_  
(подпись)

\_\_\_\_\_  
доктор технических наук  
(ученая степень, ученое звание)

\_\_\_\_\_  
Бурлов Вячеслав Георгиевич  
(фамилия, имя, отчество)

«\_\_» \_\_\_\_\_ 2023 г.

г. Санкт-Петербург  
2023 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. ВИДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ.....	5
1.1 Виды синхронизации.....	5
1.2 Символьная синхронизация.....	6
1.3.Разомкнутые символьные синхронизаторы.....	6
1.4 Замкнутые символьные синхронизаторы.....	8
1.5 Синхронизация при модуляциях без разрыва фазы.....	10
1.6 Синхронизация с использованием данных.....	11
1.7 Синхронизация без использования данных.....	11
1.8 Кадровая синхронизация.....	12
1.9 Сетевая синхронизация.....	13
ГЛАВА 2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА СПЕКТРАЛЬНОЙ ЛИНИИ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ	
2.1 Частотная и фазовая синхронизация.....	18
2.2 Характеристика стационарного состояния контура ФАПЧ.....	21
2.3 Нелинейный контур ФАПЧ.....	25
2.4 Схемы подавления несущей.....	25
2.5 Начальная синхронизация.....	28
2.6 Ошибки сопровождения фазы и производительность контуров.....	29
2.7 Методы анализа спектра.....	29
ГЛАВА 3. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ	
3.1 Фильтрующие свойства системы ФАПЧ.....	32
3.2 Астатический режим системы ФАПЧ.....	35
3.3 Повышение порядка системы ФАПЧ.....	37
3.4 Синтезаторы частот.....	40

3.5 Другие применения системы ФАПЧ.....	42
ГЛАВА 4. ПРОГРАММНАЯ МОДЕЛЬ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ	
4.1 Математическая модель ФАПЧ.....	49
Излагаете то, что написано в лаб. раб.в части «Теоретические сведения»	
4.2 Программная модель ФАПЧ и результаты ее тестирования.....	61
Излагаете листинг программы и результаты, все, что указано как «Задание 1»	
4.3 Проверка адекватности программной модели работе системы ФАПЧ...	68
Излагаете все, что указано как «Задание 2»	
4.4 Определение полосы удерживания модели ФАПЧ.....	69
Излагаете все, что указано как «Задание 3»	
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	75
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	76

## Введение

Целью данной выпускной квалификационной работы является разработка программной модели фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Актуальность работы обусловлена тем, что в цифровых системах связи предъявляются особые требования к точности синхронизации приемника с поступающим сигналом из-за высоких скоростей передачи и малой длительности сигнала.

Система ФАПЧ является системой автоматического регулирования (следящей системой), частота настройки которой определяется частотой управляющего сигнала, а сигналом рассогласования является разность фаз управляющего сигнала и сигнала обратной связи. В связи с тем, что настройка осуществляется по разности фаз, система является астатической по отношению к частоте: в установившемся режиме частота настройки точно равна частоте управляющего сигнала. При определённых условиях система ФАПЧ может быть астатической и по фазе.

Наряду с основным свойством автоподстройки, система ФАПЧ обладает свойством фильтрации и ведёт себя, независимо от функционального назначения, как следящий полиномиальный фильтр. Система ФАПЧ является системой с многофункциональными возможностями и используется для частотной модуляции и демодуляции, частотной фильтрации (в том числе, фильтрации модулирующей функции частоты), умножения и преобразования частоты, выделения опорного колебания для когерентного детектирования и др.

В цифровой системе ФАПЧ используется, цифровой сигнал, представляющий собой дискретный поток данных, определяемых значениями квантованных отсчётов аналогового сигнала и выражаемых цифровым кодом. Квантованные отсчёты цифрового сигнала также могут быть как мгновенными, так и интервальными

## **Глава 1. Виды синхронизации в системах связи**

### 1.1 Виды синхронизации

#### 1. Фазовая синхронизация

При когерентном детектировании приемник должен быть синхронизирован с принимаемой несущей. Это значит, что фаза поступающей несущей и ее копии в приемнике должны согласовываться. Этот процесс называется Фазовой АвтоПодстройкой Частоты.

#### 2. Символьная синхронизация

Подразумевается, что приемник знает, где начинается поступающий символ и где он заканчивается. Эти сведения нужны для накопления энергии символа в процессе интегрирования перед принятием решения относительно значения символа.

Таким образом на один период передачи символа приходится много периодов несущей, то символьная синхронизация грубее фазовой. Символьную и фазовую синхронизации связывает то, что обе включают создание в приемнике части переданного сигнала. Для фазовой синхронизации это точная копия несущей, а для символьной синхронизации – это меандр с переходом через ноль.

#### 3. Кадровая синхронизация

Необходима, если сведения, информация поставляется блоками. Это случается, например, при использовании блочного кода защиты от ошибок или когда канал связи используется несколькими пользователями при временном разделении. Декодирующее устройство в этом случае должен знать границы кодовых слов.

При когерентном детектировании нужны все три вида синхронизации. Если в системе используется некогерентное детектирование, то фазовая синхронизация заменяется частотной синхронизацией (формирование копии несущей в приемнике с произвольным сдвигом фазы относительно переданной несущей).

В случае если в синхронизации более активную роль играет передатчик (изменяет отсчет времени и частоту своих передач, чтобы отвечать ожиданиям приемника), к примеру, в спутниковой связи когда передатчик-спутник сопряжен с многочисленными приемниками, в таком случае передатчику-спутнику нужна обратная связь с приемником. В данном случае нужна сетевая синхронизация.

## 1.2 Символьная синхронизация

Если о переданной информационной последовательности нет данных, то используются синхронизаторы без применения данных. Если в процессе синхронизации используется информация о переданном информационном потоке, в таком случае синхронизаторы с применением данных.

По использованным схемам синхронизаторы можно разделить на:

1. Разомкнутые – выделяют копию тактовых импульсов напрямую из информационного потока
2. Замкнутые – синхронизируют локальный генератор приемника с поступающим сигналом. Они конкретнее, нежели разомкнутые символьные синхронизаторы, однако сложнее и дороже.

## 1.3 Разомкнутые символьные синхронизаторы

В некоторых случаях также называются нелинейными синхронизаторами на фильтрах. Синхронизаторы данного класса производят частотный компонент

со скоростью передачи символов, пропуская поступающий узкополосный сигнал через последовательность фильтра и нелинейного прибора (рисунок 1).

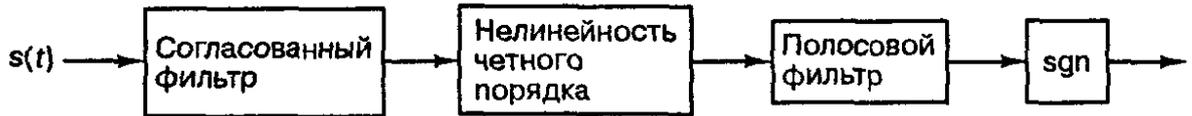


Рисунок 1. Разомкнутый символьный синхронизатор.

Деятельность данного устройства подобна восстановлению несущей в контуре сопровождения с подавленной несущей. Поступающий сигнал фильтруется с применением согласованного фильтра. Выход этого фильтра – автокорреляционная функция начального сигнала. Потом полученная последовательность спрямляется с помощью нелинейности четного порядка. Полученный сигнал будет содержать пики положительной амплитуды, которые с точностью до временной задержки, соответствуют переходам входных символов через ноль. Последовательность описанных процессов показана на рисунке 2.



Рисунок 2. Иллюстрация процессов, происходящих в разомкнутом битовом синхронизаторе.

Таким образом, сигнал с выхода четного прибора будет содержать Фурье-компонент в своей частоте тактового генератора. Данная частотная составляющая отъединяется от остальных гармоник с поддержкой полосового

фильтра, также ей придается форма посредством насыщающего усилителя с передаточной функцией вида

$$\text{sgn } x = \begin{cases} 1; & \text{для } x > 0 \\ -1 & \text{для других } x \end{cases}$$

С этапами обработки сигналов, представленными на рисунке 1, связана аппаратное замедление, но в случае если для этого полосового фильтра установленное отношение сигнал-шум велико, метод приведет к точной битовой синхронизации. Главным минусом замкнутых символьных синхронизаторов считается наличие неустраняемой ошибки сопровождения с ненулевым средним.

#### 1.4 Замкнутые символьные синхронизаторы

Из числа более распространенных замкнутых символьных синхронизаторов возможно отметить синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием, схема которого показана на рисунке 3.

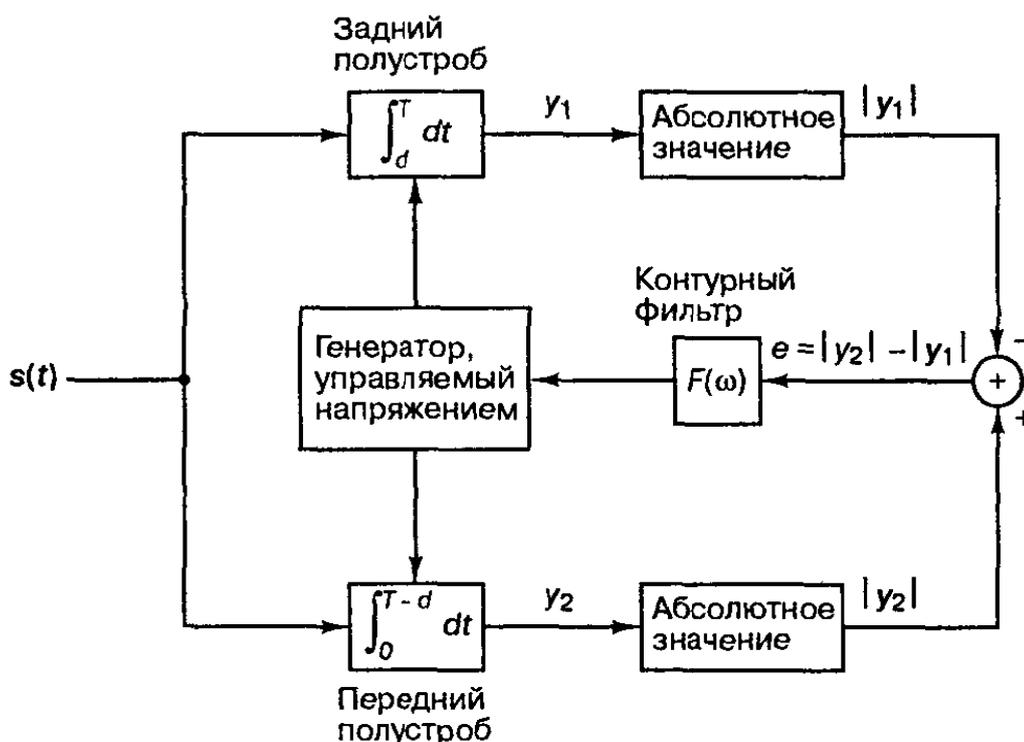


Рисунок 3. Синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием

Его деятельность состоит в исполнении двух отдельных интегрирований энергии входного сигнала по двум различным промежуткам символьного интервала длительностью от нуля до  $(T - d)$  секунд и от  $d$  до  $T$  секунд. (рисунок 4).

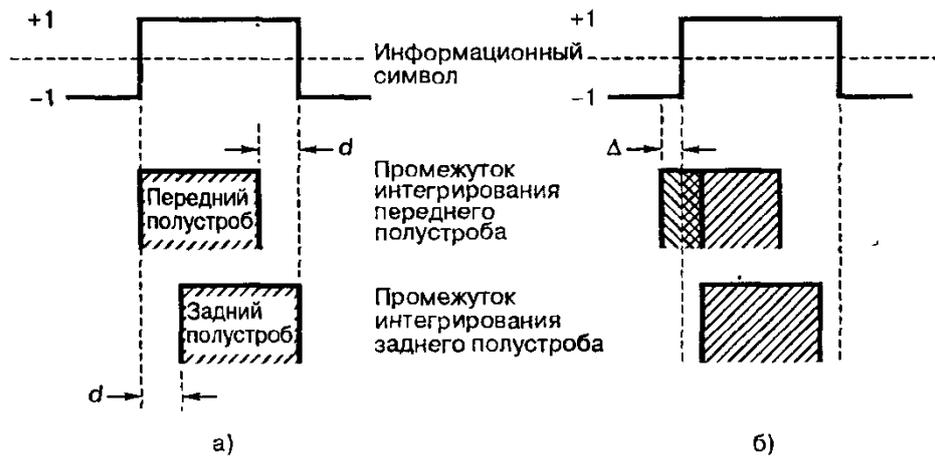


Рисунок 4. Символьная синхронизация: а) точная синхронизация приемника  
 б) синхронизация с опережением.

При запаздывающем интегрировании энергия накапливается за промежуток времени  $(T - d)$ , опережающее интегрирование накапливает энергию за время  $[(T - d) - 2\Delta]$ , где  $\Delta$  - доля промежутка опережающего интегрирования, приходящаяся на предыдущий промежуток передачи бита. Таким образом, для этого случая сигнал рассогласования будет равен  $e = -2\Delta$ , что приведет к уменьшению входного напряжения ГУН на рисунке 4 и уменьшению выходной частоты ГУН.

В приведенном образце на рисунке 4 интегрирование охватывает приблизительно  $3/4$  периода передачи символа. В действительности данная величина может быть от половины до практически всего периода передачи символа, однако, никак не менее половины. Компромисс достигается среди объемом проинтегрированного шума и интерференцией в стробе, с одной стороны, и продолжительностью сигнала, с другой.

Недочеты замкнутого символьного синхронизатора:

1. Предполагается, что до и после рассматриваемого символа происходит изменение состояния. В случае если переходов через ноль нет, то опережающее и запаздывающее интегрирование приведет к одинаковым итогам. Значит, если отсутствует изменения информационного состояния, сигнал рассогласования не генерируется.

Сформировать два абсолютно идентичных интегратора нереально, по этой причине возможен уход синхронизации при наличии продолжительных последовательностей одних и тех же информационных символов.

#### 1.5 Синхронизация при модуляциях без разрыва фазы

При рассмотрении минимизации полосы сигнала с точки зрения теории Фурье, возможно наблюдать, что высокочастотные элементы связаны с резкими скачками сигнала во временной области.

Результативность использования полосы схемой СРМ (ContinuousPhaseModulation) добивается изза результата сглаживания сигнала во временной области (желание избежать резких фронтов сигнальных импульсов, типа меандра) некоторыми способами:

1. Использование сигнальных импульсов, имеющих непрерывные производные нескольких порядков
2. Отдельным сигнальным импульсам допускается занимать множественные интервалы передачи сигнала (вводится умышленная ISI)
3. Уменьшается допустимое изменение фазы в символьном интервале

Таки образом, фаза символа CPM находится в зависимости от определенного числа предыдущих символов, т.е. сведения о фазе становится как бы закодированной в информационной последовательности.

Введем понятия:

Фазовое состояние  $P$  – это одна из набора дискретных фаз, которые может иметь сигнал при данных значениях предшествующих символов.

Радиус корреляции  $L$  – количество символов, на которые данный символ «размывается» при введении искусственной ISI.

$M$ - размер алфавита символов.

Синхронизация сигнала CPM осуществляется согласно методу максимального правдоподобия с помощью блока из  $M^L$  согласованных фильтров, затем происходит получение точной информации о фазе сигнала с помощью  $PM^{L-1}$  ветвей.

## 1.6 Синхронизация с использованием данных

При модуляциях вида CPM лучше обладать данными об информационных символах для точной синхронизации. Существуют два пути получения данных об информационных символах:

1. Введение в информационный поток настроечной последовательности, известной приемнику.
2. Реализация обратной связи по принятию решения.

## 1.7 Синхронизация без использования данных

Используется при невозможности реализовать синхронизацию с использованием данных. Методы синхронизации без использования данных:

1. Все символы являются равновероятными. Приемник выбирает наиболее схожую последовательность в согласованном фильтре и

синхронизируется с ней, при этом требуются хорошо перестраиваемые точные фильтры.

2. Аппроксимация сигнала СРМ набором налагающихся сигналов в импульсно-кодовой модуляции.

### 1.8 Кадровая синхронизация

Простым способом кадровой синхронизации считается введение маркера - отдельного бита или потока бит, периодически вводимой передатчиком в поток данных. Приемник обязан знать данную последовательность и период ее введения. Приемник проверяет корреляцию этой последовательности с очередью поступающих данных в течение известного периода введения. В случае если приемник никак не синхронизирован с кадровой последовательностью, корреляция будет низкой. Преимуществом маркера кадра есть его простота. Для маркера вполне достаточно одного бита, если перед принятием решения, находится ли система в состоянии кадровой синхронизации, было выполнено нужное число корреляций. Однако это число может быть большим, поэтому увеличивается время вхождения в синхронизм, поэтому наибольшую пользу маркеры кадров представляют в системах, непрерывно передающих данные и не подходят для систем, передающих отдельные пакеты или требующих быстрой кадровой синхронизации. Еще одним недостатком маркера кадра является то, что введенный бит или биты может повысить громоздкость структуры потока данных. В качестве примера можно привести линию T1 разработанную BellLabs для североамериканских телефонных систем. Структура T1 включает использование маркера кадра размером 1 бит, вводимого после каждого набора из 24 8-битовых байт. При этом возникает информационная структура, кратная 193 бит – неудобное число с точки зрения большинства интегральных схем.

В системах с неустойчивыми передачами и необходимостью оперативного получения синхронизации нужно использовать синхронизирующие кодовые слова. Такие кодовые слова переносятся как часть заголовка сообщения.

Приемник должен знать кодовое слово и постоянно искать его в потоке данных с помощью корреляторов. Обнаружение кодового слова укажет известную позицию информационного кадра. Синхронизация в этом случае способна достигаться почти моментально, но кодовое слово может быть длинным по сравнению с маркером кадра, а так как так как сложность определения корреляции пропорциональна длине последовательности, то и коррелятор может быть достаточно сложным.

Отличным синхронизирующим кодовым словом является то, которое имеет небольшое абсолютное значение «побочных максимумов корреляции» (значение корреляции кодового слова с собственной смещенной версией).

Образец вычисления второстепенного максимума корреляционной функции приведен на рисунке 5. 5-битовая последовательность в данном случае имеет хорошие корреляционные свойства: наибольший второстепенный максимум в пять раз меньше основного,  $C_0$  последовательности. В которых, как на рисунке 5, максимальный второстепенный максимум равен 1, именуется последовательностями или слова Баркера. Нет известного конструктивного метода поиска слов Баркера и сейчас известно всего 10 уникальных слов, наибольшее из которых состоит из 13 символов.

### 1.9 Сетевая синхронизация

Для систем, использующих способы когерентной модуляции, одностороннюю связь такую как в широковещательных каналах, либо одноканальную связь, как в большинстве микроволновых либо оптоволоконных систем, оптимальный подход – возложить задачу синхронизации на приемник. Для систем связи, использующих способы некогерентной модуляции или систем, где множество пользователей получают доступ к одному центральному узлу, к примеру, в системах спутниковой связи, функцию синхронизации обладает смысл возложить на оконечные устройства. Это обозначает, что для получения синхронизации модифицируются

характеристики передатчиков оконечных устройств, но никак не приемника центрального узла. В случае если оконечные устройства заранее синхронизируют свои передачи с центральным узлом, узел может применять конечный набор фильтров каналов и единое эталонное время для обслуживания всех каналов.

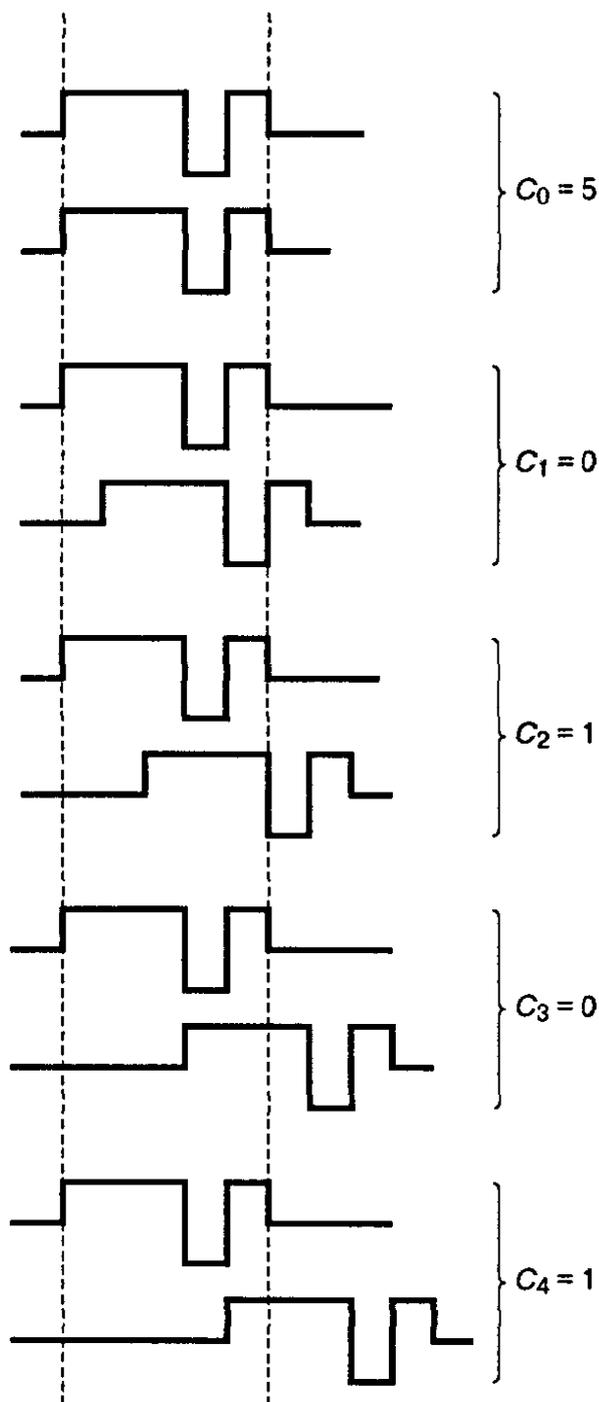


Рисунок 5. Вычисление второстепенного максимума корреляционной функции

Операцию синхронизации передатчика, возможно, отнести либо к открытой (без обратной связи), либо к замкнутой (с обратной связью). Открытые способы не находятся в зависимости от измерения каких-либо параметров на центральном узле. Оконечный прибор предварительно регулирует собственную передачу, применяя для этого знания о параметрах канала, которые предоставляются извне, но, возможно, могут модифицироваться при наблюдениях сигнала, приходящего с центрального узла. Открытые способы находятся в зависимости от точности и предсказуемости параметров канала связи. Правильнее всего их использовать в системах с фиксированной архитектурой, в каком месте каналы проработали непрерывно достаточно длительный период времени после установки/настройки. Данные способы довольно сложно применять результативно, в случае если, если геометрия канала связи не является статической либо оконечные устройства несистематически получают доступ к системе.

Главными достоинствами открытых методов считается быстрое получение синхронизации и небольшой объем вычислений в реальном времени. Минус заключается в том, что требуется наличие внешнего источника знаний о требуемых параметрах канала связи, помимо этого, этот источник должен быть относительно неизменным.

Замкнутые способы требуют небольших априорных знаний о параметрах канала. Замкнутые способы содержат измерения точности синхронизации передач от оконечных устройств, поступающих на центральный узел, и возврата результатов этих измерений по обратному каналу связи. Из этого следует потребность существенной обработки в реальном времени, производимой на оконечном устройстве, и двустороннего канала связи каждого оконечного прибора с центральным узлом. Превосходство заключается в том, что для работы системы не требуется внешнего источника знаний. А отклик по обратному каналу связи дает возможность системе стремительно и легко приспосабливаться к изменению геометрии системы и условий связи.

## **Выводы по главе 1. Виды синхронизации в системах связи**

1. На приемном устройстве используются различные уровни синхронизации с поступающим сигналом – частотная, фазовая, символьная, кадровая, сетевая. Самый первый и самый ответственный уровень синхронизации – это частотная и фазовая синхронизация с поступающей на приемник несущей частотой радиосигнала. Задача выполнить эту синхронизацию возложена на контур ФАПЧ (фазовой автоподстройки частоты)
2. Второй уровень синхронизации – символьная синхронизация. Символьные синхронизаторы по принципу действия бывают разомкнутые и замкнутые. Разомкнутые получают информацию о частоте следования символов сообщения непосредственно из поступающего сигнала, а замкнутые генерируют копию символа непосредственно на приемнике и путем сравнения с поступающим символом добиваются из полного совпадения. Выбор той или иной схемы символьной синхронизации зависит от влияния недостатков схемы на качество решаемой задачи. Основным недостатком разомкнутых символьных синхронизаторов является наличие неустранимой ошибки сопровождения с ненулевым средним. Недостатками замкнутых символьных синхронизаторов является потеря синхронизации при отсутствии фронтов символов в поступающем сигнале и необходимости последовательно сравнивать символы по переднему и заднему фронту, так как очень трудно создать два абсолютно идентичных интегратора.
3. Для кадровой синхронизации с поступающим на приемник сигналом используются настроечные последовательности или маркер кадра.

Маркер кадра короток, но требует большего времени для синхронизации и может затруднять аппаратную реализацию синхронизатора. Синхронизирующие кодовые слова должны обладать хорошими корреляционными свойствами, следовательно, их немного и они длиннее, чем маркер кадра, что сокращает информационную скорость передачи сообщения.

4. Сетевая синхронизация устройств бывает открытая ( без обратной связи с передатчиком) и закрытая ( с обратной связью). Более качественной является закрытая синхронизация, но она длительная и требует более сложной аппаратной реализации. Открытая сетевая синхронизация осуществляется более быстро, но часто не обладает требуемой точностью.

## Глава 2. Использование метода спектральной линии для синхронизации систем связи

### 2.1 Частотная и фазовая синхронизация

Почти абсолютно во всех схемах синхронизации существует определенная вариация контура фазовой автоподстройки частоты. Схематическая диаграмма основы контура ФАПЧ представлена на рисунке 6. Контур ФАПЧ самоуправляем. Управляющим параметром считается фаза локально генерируемой копии несущей. Детектор фазы измеряет отличия фаз поступающего сигнала и локальной копии. Сигнал рассогласования  $e(t)$  поступает на контурный фильтр, который регулирует отклик контура ФАПЧ. Генератор, контролируемый напряжением (ГУН) создает копию несущей.

ГУН — это генератор, выходная частота которого является линейной функцией входного напряжения (в определенном рабочем диапазоне частот).

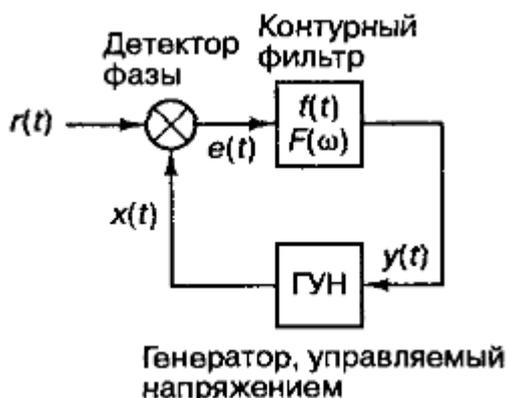


Рисунок 6. Схема контура ФАПЧ

Для нынешних цифровых приемников детектор рассогласования может быть сложнее математически, нежели это показано на рисунке 6. К примеру, детектор рассогласования может представлять собой набор корреляторов(согласованных фильтров), каждый из которых согласовывается с иным сдвигом фаз, с последующей подачей на вход ГУН взвешенной суммы(весовой функции) сигналов с выходов этих корреляторов.

Рассмотрим нормированный входной сигнал следующего вида.

$$r(t) = \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (1.1)$$

где  $\omega_0$  - номинальная несущая

$\theta(t)$  - медленно меняющаяся фаза

Нормированный выходной сигнал ГУН запишем в виде:

$$x(t) = -2 \sin[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)] \quad (1.2)$$

где  $\hat{\theta}(t)$  - оценка фазы

Сигнал рассогласования:

$$e(t) = x(t)r(t) = -2 \sin[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)] \cos[\omega_0 t + \theta(t)] = \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] + \sin[2\omega_0 t + \theta(t) - \hat{\theta}(t)] \quad (1.3)$$

Пусть контурный фильтр будет фильтром нижних частот и отфильтровывает второй член в выражении(3), тогда

$$e(t) = \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] \approx \theta(t) - \hat{\theta}(t) \quad (1.4)$$

(Используется известное тригонометрическое приближение малых углов, т.к. считаем, что рассогласование по фазе мало).

В случае если допустить, что  $\omega_0$  - это неуправляемая частота ГУН (частота при нулевом входном напряжении), то отличие выходной частоты ГУН от  $\omega_0$

можно выразить как производную по времени от оценки фазы поступающего сигнала  $\hat{\theta}(t)$ . Выходная частота ГУН считается линейной функцией входного напряжения. Подобным способом, можно охарактеризовать контур ФАПЧ линейной дискретной системой. Различия выходной частоты от  $\omega_0$  пропорционально значению выходного напряжения  $y(t)$ .

$$\Delta\omega(t) = \frac{d}{dt}[\hat{\theta}(t)] = K_0 y(t) = K_0 e(t) * f(t) \approx K_0 [\theta(t) - \hat{\theta}(t)] * f(t) \quad (1.5)$$

где  $K_0$  - коэффициент усиления ГУН

$f(t)$  - импульсная характеристика контурного фильтра

\* - обозначение операции свертки

Выражение(1.5) предполагает собою линеаризованное уравнение контура ФАПЧ и при соответствующем выборе значений  $K_0$  и  $f(t)$  имеет тенденцию к синхронизации фазы, т.е. вне зависимости от начальных условий разность фаз между входным сигналом и выходом ГУН будет уменьшаться.

Передаточная функция замкнутого контура ФАПЧ.

Проанализируем преобразование Фурье от выражения(1.5).

$$i\omega \hat{\Theta}(\omega) = K_0 [\Theta(\omega) - \hat{\Theta}(\omega)] F(\omega)$$

где  $\hat{\Theta}(\omega) \leftrightarrow \Theta(\omega)$ ;  $\Theta(\omega) \leftrightarrow \theta(t)$ ;  $F(\omega) \leftrightarrow f(t)$ ;  $i\omega \leftrightarrow \frac{d}{dt}$  -дуальные Фурье-

образы

$$\frac{\hat{\Theta}(\omega)}{\Theta(\omega)} = \frac{K_0 F(\omega)}{i\omega + K_0 F(\omega)} = H(\omega) \quad (1.6)$$

Порядок контура ФАПЧ обуславливается старшим порядком  $i\omega$  в знаменателе  $H(\omega)$ . Данный порядок всегда на единицу больше порядка контурного фильтра  $F(\omega)$ .

## 2.2 Характеристика стационарного состояния контура ФАПЧ

Для Фурье-образа рассогласования по фазе из (6) получаем:

$$E(\omega) = \mathfrak{F}\{e(t)\} = \Theta(\omega) - \hat{\Theta}(\omega) = [1 - H(\omega)]\Theta(\omega) = \frac{i\omega\Theta(\omega)}{i\omega + K_0F(\omega)} \quad (1.7)$$

С формулировки (1.7) возможно совершить заключение об этом, то что чем уже эффективная полоса  $H(\omega)$ , тем хуже способность контура к отслеживанию фазы поступающего сигнала  $\Theta(\omega)$ . Однако чем обширнее эффективная полоса  $H(\omega)$ , тем больше уровень шума, поступающего на вход контура. Таким образом, при проектировании контура должен достигаться конкретный баланс между параметрами, связанными с шумом и нужной реакцией на изменение входной фазы.

Установившаяся ошибка – это остаточная ошибка уже после окончания всех переходных действий, поэтому данная ошибка устанавливает, насколько контур способен справиться с разными типами изменений на входе.

Применяя итоги теоремы об окончательном значении получим:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} E(\omega) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{(i\omega)^2 \Theta(\omega)}{i\omega + K_0F(\omega)} \quad (1.8)$$

Проанализируем реакцию контура, находящегося в стационарном состоянии, на скачок фазы на входе контура. Допустим, что изначально контур ФАПЧ синхронизирован по фазе с входным сигналом, а скачок фазы вывел его из этого состояния. Фурье-образ скачка фазы равен

$$\Theta(\omega) = \Im\{\Delta\phi u(t)\} = \frac{\Delta\phi}{i\omega} \quad (1.9)$$

где  $\Delta\phi$  - величина скачка,

$$u(t) = \begin{cases} 1; \dots \text{для} \dots > 0 \\ 0; \dots \text{для} \dots < 0 \end{cases} = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau - \text{единичная ступенчатая функция.}$$

Из формул (8) и (9) получаем:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{i\omega\Delta\phi}{i\omega + K_0F(\omega)} = 0 \text{ в предположении, что } F(0) \neq 0$$

Подобным способом, при любом скачке фазы, случившимся на входе, контур со временем синхронизируется, в случае если характеристика контурного фильтра имеет ненулевую постоянную составляющую.

Проанализируем реакцию контура, пребывающего в стационарном состоянии, на скачок частоты на входе. С помощью скачка частоты можно аппроксимировать последствия доплеровского смещения частоты входного сигнала вследствие относительного движения передатчика и приемника. Таким образом, этот пример важен для систем с мобильными терминалами. Так как фаза является интегралом частоты, при постоянном сдвиге входной частоты входная фаза (как функция времени) станет меняться линейно. Фурье-образ фазовой характеристики - это Фурье-образ интеграла частотной характеристики. Так как частотная оценка - это ступенчатая функция, а образ интеграла - это образ подинтегрального выражения, деленного на параметр  $i\omega$ , можно записать

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega}{(i\omega)^2} \quad (1.10)$$

Подстановка уравнения (10) в уравнение (8) дает:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{i\omega + K_0F(\omega)} = \frac{\Delta\omega}{K_0F(0)}. \quad (1.11)$$

В этом случае стационарный результат зависит не только от ненулевой постоянной составляющей, однако, также и от других свойств контурного фильтра. В случае если фильтр является «всепропускающим» (широкополосным с полосой, равной бесконечности), то

$$F_{ap}(\omega) = 1 \quad (1.12)$$

В случае если фильтр является фильтром нижних частот, то  $F_{lp}(\omega) = \frac{\omega_1}{i\omega + \omega_1}$

(1.13)

Если фильтр является стабилизирующим, то  $F_{ll}(\omega) = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{i\omega + \omega_2}{i\omega + \omega_1}$

(1.14)

Подстановка любого из значений (1.12), (1.13) либо (1.14) в (1.11) дает итог, что контур отследит изменение входной фазы с установившейся ошибкой, размер которой зависит от члена  $K_0$  и величины скачка частоты:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \frac{\Delta\omega}{K_0} \quad (1.15)$$

Стационарная ошибка, именуемая ошибкой по скорости, будет существовать вне зависимости от порядка фильтра, в случае если только знаменатель передаточной функции фильтра  $F(\omega)$  не будет иметь  $i\omega$  в виде множителя, что равно наличию идеального интегратора в контурном фильтре (его можно достаточно хорошо аппроксимировать цифровым образом). Таким образом, если состав системы требует наблюдения доплеровского смещения при нулевой стационарной ошибке, контурный фильтр обязан быть близок к идеальному интегратору. Необходимо выделить, что даже при ненулевой ошибке по скорости частота по-прежнему отслеживается: существуют системы, где стремление к нулевой фазовой ошибке не важно (некогерентные схемы).

Проанализируем реакцию контура, находящегося в стационарном состоянии на линейное (по времени) изменение частоты на входе. Эта обстановка соответствует ступенчатому изменению производной по времени от входной частоты. Это может, к примеру, аппроксимировать изменение скорости доплеровского смещения, что позволило бы смоделировать ускорение относительного движения передатчика и приемника. Фурье-образ фазовой характеристики при этом:

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega'}{(i\omega)^3} \quad (1.16)$$

Здесь  $\omega'$  - скорость изменения частоты.

В этом случае использование уравнения (8) дает следующий результат:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega'/i\omega}{i\omega + K_0 F(\omega)} = \frac{\Delta\omega}{i\omega K_0 F(\omega)} \quad (1.17)$$

В случае если контур имеет ненулевую ошибку по скорости (т.е. правая часть уравнения (1.11) не равна нулю), стационарная фазовая ошибка становится неограниченной вследствие линейного изменения частоты. Данное обозначает, что контур ФАПЧ с контурными фильтрами, характеристики которых описываются уравнениями (1.12)-(1.14) никак не сумеет отследить линейное изменение частоты. Для того чтобы все-таки отследить это изменение, знаменатель передаточной функции контурного фильтра должен в качестве множителя иметь  $i\omega$ . Контурный фильтр с передаточной функцией вида  $F(\omega) = \frac{N(\omega)}{i\omega D(\omega)}$  даст возможность контуру ФАПЧ отследить линейное изменение частоты с постоянным рассогласованием по фазе. Для наблюдения сигнала с линейно меняющимся доплеровским сдвигом (постоянным относительным ускорением) приемник должен иметь контур ФАПЧ 2-ого или более высокого порядка. Для отслеживания линейного изменения частоты с нулевым рассогласованием по фазе нужен будет контурный фильтр с

передаточной функцией, имеющей в знаменателе множитель  $(i\omega)^2$ :

$$F(\omega) = \frac{N(\omega)}{(i\omega)^2 D(\omega)}$$

Из данного следует, что контур ФАПЧ должен быть 3-ого или более высокого порядка. В абсолютно всех вариантах синхронизация частоты получается с помощью контура на один порядок ниже, чем необходимо для синхронизации фазы. На практике подавляющее большинство контуров ФАПЧ имеет 2-ой порядок. Это объясняется тем, то что контур 2-ого порядка можно спроектировать безусловно устойчивым. Никакие входные условия не приведут к тому, что контур будет реагировать на изменения входа в ненадлежащем направлении. Контур 3-ого порядка можно спроектировать только условно устойчивыми. В случае если динамики сигнала потребуются контуры 3-ого или более высоких порядков, то вместо данного используется некогерентная демодуляция.

### 2.3 Нелинейный контур ФАПЧ

Линеаризованная модель контура ФАПЧ объективна для синхронизированного контура с маленькими рассогласованиями по фазе. Если отбросить приближение малых углов, тогда контур описывается сложным дифференциальным уравнением, единое решение которого не было обнаружено. Витерби описал частное решение для случая, когда рассогласование по фазе превышает  $2\pi$  радиан:  $|\theta(t) - \hat{\theta}(t)| > 2\pi$ . Это приводит к мгновенной потере синхронизации с практически немедленным ее восстановлением, так называемое «проскальзывание цикла». Статистика проскальзывания цикла - такой же важный показатель производительности контура ФАПЧ, как и дисперсия фазы в случае проникновения широкополосного шума на вход контура ФАПЧ, особенно при низких отношениях сигнал/шум.

### 2.4 Схемы подавления несущей

Вплоть до настоящего времени предполагалось при обсуждении контуров ФАПЧ, что входящая несущая - это достаточно устойчивая синусоида с некоторой известной средней положительной энергией. В системе связи с фазовой модуляцией несущая частота станет переносить положительную энергию, в случае если дисперсия фазы несущей, из-за модуляции, меньше  $\frac{\pi}{2}$  радиан. В данном случае говорят, что в системе имеется остаточная составляющая несущей. В то же время остаточная составляющая несущей является в некотором смысле бесполезно растрчиваемой энергией, по этой причине большинство современных систем фазовой модуляции являются системами с подавлением несущей. Это обозначает, что не существует сигнала, составляющего основу для отслеживания с помощью простого контура ФАПЧ, показанного на рисунке 6.

Проанализируем в качестве образца сигнал с модуляцией BPSK

$$r(t) = m(t)\sin(\omega_0 t + \theta) + n(t) \quad (1.18)$$

где  $m(t) = \pm 1$  с равной вероятностью.

Выражение (18) это передача с подавлением несущей, т.к. средняя энергия на частоте  $\omega_0$  равна нулю. С целью отслеживания и синхронизации фазы несущей последствия модуляции необходимо устранить. Это можно сделать путем возведения сигнала в квадрат:

$$\begin{aligned} r^2(t) &= m^2(t)\sin^2(\omega_0 t + \theta) + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \theta) = \\ &= 1/2 - 1/2[\cos(2\omega_0 t + 2\theta)] + n^2(t) + 2n(t)m(t)\sin(\omega_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (1.19)$$

Второй член в правой части уравнения(1.19) зависит от несущей(от удвоенной частоты несущей) и может быть отслежен с помощью простого контура ФАПЧ, показанного на рисунке 6. Данная схема показана на рисунке 7.

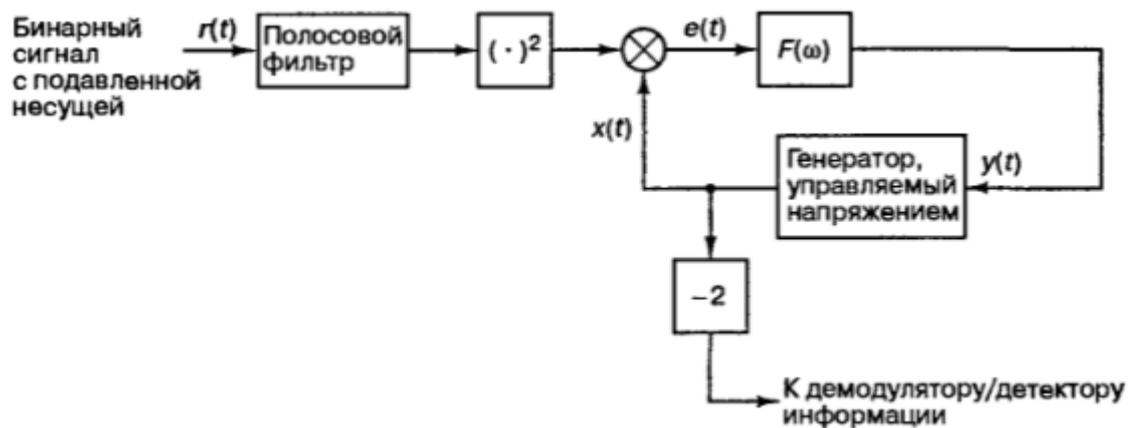


Рисунок 7. Схема контура возведения в квадрат

Исследование уравнения(1.19) дает возможность прогнозировать некоторые потенциальные проблемы такой схемы. Одна из них - это удвоение всех фазовых углов. Таким образом, фазовый шум и неожиданное смещение фазы также удваиваются, а дисперсия фазовой ошибки в 4 раза больше по сравнению с исходным сигналом. Данный удваивающийся угол нейтрализуется схемой деления на 2 на выходе ГУН и, таким образом, никак не влияет на точность выходного сигнала контура, используемого для демодуляции данных. Однако данная значительная внутренняя дисперсия приведет к тому, точно контур ФАПЧ потребует для поддержания фазовой синхронизации на бдБ значительного отношения сигнал/шум, чем система с остаточной несущей. Помимо этого, из-за взаимной корреляции между шумом и сигналом в уравнении (1.19) теперь существует два эффективных члена шума, которые еще больше понизят отношение сигнал/шум в сравнении с исходным сигналом.

Вторая проблема, связанная с контурами подавления несущей- это ложная синхронизация. Связь информационного потока с нелинейностями схемы возведения в квадрат будет порождать боковые полосы в спектре, поступающем на вход детектора фазы. Данные боковые полосы вполне могут содержать компоненты с устойчивыми частотами, которые могут быть захвачены контуром слежения. Если же контур захватит такую частоту, может создаться представление, что он функционирует нормально, но выход ГУН

будет сдвинут по частоте от истинной несущей. Таким образом, фильтры контуров остаточных несущих содержат меньше нелинейных компонентов, ложная синхронизация не является для них значительной проблемой.

## 2.5 Начальная синхронизация

При обсуждении многих вопросов предполагалось, что контур ФАПЧ изначально синхронизирован, т.е. рассогласование по фазе  $\theta(t) - \hat{\theta}(t)$  мало. Однако в некоторых случаях контур должен достигать синхронизации, т.е. его нужно синхронизировать. Первоначальная синхронизация может осуществляться с помощью внешних схем (принудительная синхронизация), или с помощью автосинхронизации.

Принудительная синхронизация реализуется путем подачи линейного изменения напряжения на вход ГУН. Данный направляющий сигнал приведет к тому, что выходная частота ГУН будет линейно меняться во времени. Как упоминалось выше, схемы с контурными фильтрами, знаменатели передаточных функций которых не включают множителя  $i\omega$ , не смогут отследить линейное изменение частоты с окончательным рассогласованием по фазе. Таким образом, если поиск частоты обязан реализовываться на контуре 1-ого или 2-ого порядка без этой особенности передаточной функции, скорость изменения частоты должна быть достаточно небольшой, чтобы после синхронизации контура наличие синхронизации по фазе могло быть обнаружено и поисковый сигнал был удален до того, как он выведет контур из синхронизации.

Для выполнения автосинхронизации при проектировании системы должен быть заложен параметр - период вхождения в синхронизацию. Эвристически получена величина времени вхождения в синхронизацию равная  $\frac{3}{K_0}$  секунд, где  $K_0$  - коэффициент усиления ГУН.

## 2.6 Ошибки сопровождения фазы и производительность контуров

В случае если дисперсия фазы огромна (наличие значительного шума на входе контура), то увеличение отношения сигнал/шум на входе контура может быть неэффективной мерой по уменьшению фазовой ошибки в контурах ФАПЧ с остаточной несущей и постоянным отношением сигнал/шум в контуре. В данном случае могут возникать неискоренимые фазовые ошибки.

Схемы с подавлением несущей не обладают тенденцией к возникновению неустраняемых ошибок, так как увеличение отношения сигнал/шум на их входе повышает отношение сигнал/шум в контуре сопровождения подавленной несущей и приводит к сокращению ошибки сопровождения.

## 2.7 Методы анализа спектра

Вышеописанные способы фазовой синхронизации принадлежат к классу методов спектральной линии. В этих методах основным при определении ошибок является или использование существующей спектральной линии на несущей частоте, или создание такой линии на несущей частоте.

Помимо способов спектральной линии могут быть использованы другие способы для достижения синхронизации.

Схема способа, использующего форму спектра сигнала, продемонстрирована на рисунке 8. Превосходство блока согласованных фильтров, на которые поступают опорные частоты с определенным шагом по частоте, есть возможность снижения неопределенности по частоте до любого требуемого значения. Минус заключается в неравномерности первоначальной оценки.

Рисунок способа фильтрации краев полосы пропускания, который может давать значительно более точную оценку за счет уменьшения возможностей в определении неопределенности по частоте, показан на рисунке 9.

На верхнем графике рисунка 9 спектр полосового сигнала показан в виде широкой области, центрированной на номинальной несущей частоте  $\omega_0$ . Помимо этого, там изображены два более узких полосовых фильтра, расположенных на краях спектра сигнала. Когда (второй график) обнаруженный сигнал равен на обоих фильтрах, спектр сигнала будет центрирован между ними и ошибка по номинальной несущей частоте будет равна нулю. В таком случае время (третий и четвертый графики) спектр входного сигнала будет сдвинут относительно фильтров края полосы пропускания, то один фильтр будет иметь более обнаружимый сигнал, поэтому на основе данного отличия можно выработать меру ошибки по частоте. Главным преимуществом данного метода считается отсутствие нелинейностей, вносящих дополнительный шум, а минус заключается в том, что нужно знать спектр сигнала и реализовать два узкополосных фильтра с идеально согласованными полосовыми характеристиками.

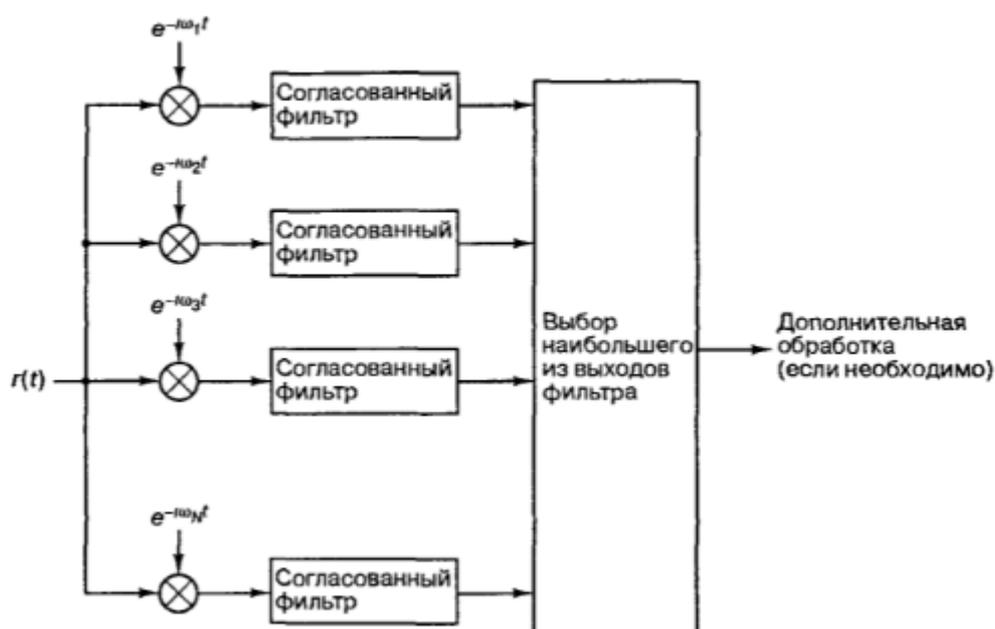


Рисунок 8. Оценка частоты путем использования блока согласованных фильтров

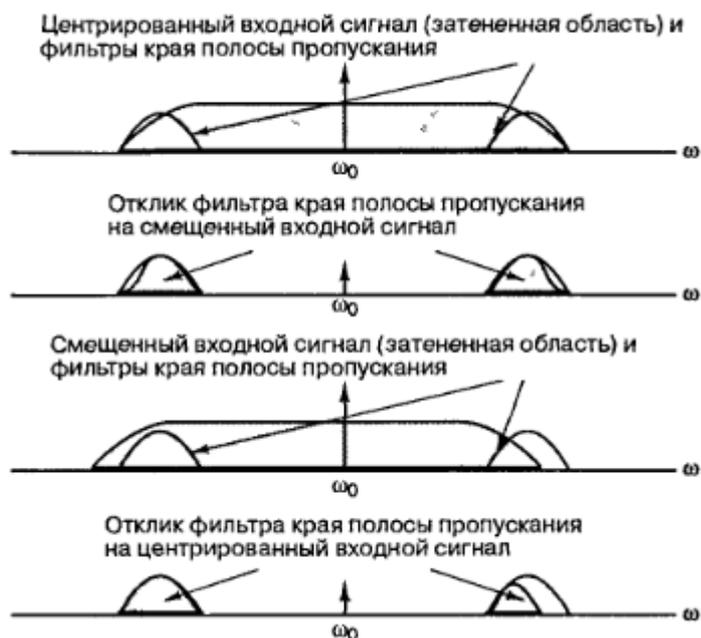


Рисунок 9. Фильтр края полосы пропускания

## Выводы по главе 2. Использование метода спектральной линии для синхронизации системы связи

1. Без знания о значении несущей частоты невозможен прием радиосигнала. Если приемник знает частоту несущей, то он может осуществить некогерентный прием сигнала. Для улучшения качества приема на приемном конце желательно знать не только частоту, но и фазу поступающей несущей. Это называется когерентным приемом сигнала.
2. Для синхронизации генерируемой на приемнике копии несущей с поступающим сигналом используются схемы, использующие метод спектральной линии или метод анализа формы спектра поступающего сигнала. Наиболее надежным методом является метод спектральной линии, который реализуется в контуре Фазовой АвтоПодстройки Частоты (ФАПЧ).

Контур ФАПЧ использует метод генерации спектральной линии на той же частоте, что и несущая поступающего сигнала, поэтому использование схемы подавления несущей с целью экономии энергии на передатчике требует восстановления несущей на приемнике. Эти схемы нелинейны, поэтому часто приводят к появлению паразитных спектральных линий и могут приводить к потере синхронизации. В этой связи на передатчике лучше использовать генерацию остаточного компонента несущей, чтобы приемник мог на нее ориентироваться.

### **Глава 3. Особенности работы фазовой автоподстройки частоты**

#### **3.1 Фильтрующие свойства системы ФАПЧ**

На рисунке 10(а), представлена схема простого устройства, использующего систему ФАПЧ и нужного для фильтрации нижних частот (ФНЧ). Но это не просто ФНЧ. Это ФНЧ для сигнала, носителем информации и, в соответствии с этим, физической величиной которого есть частота. Входным (на рисунке 10, а) есть сигнал на управляющем входе системы (на первом входе ФД), частота которого  $\omega_{вх} = \omega_0 + \Delta\omega_{вх}$ , а выходным - сигнал на выходе УГ с  $\omega_{вых}(p) = \omega_0 + \Delta\omega_{вых}(p)$ , зависимой от передаточной функции устройства, аргументом которой является  $p = j\Omega$  - комплексная частота. В то же время  $\Omega$  является частотой изменения частоты выхода, то есть частотой модуляции, если входной сигнал, к примеру, модулирован по частоте. В таком случае можно

говорить о способности системы ФАПЧ фильтровать модулирующую функцию ЧМ сигнала.

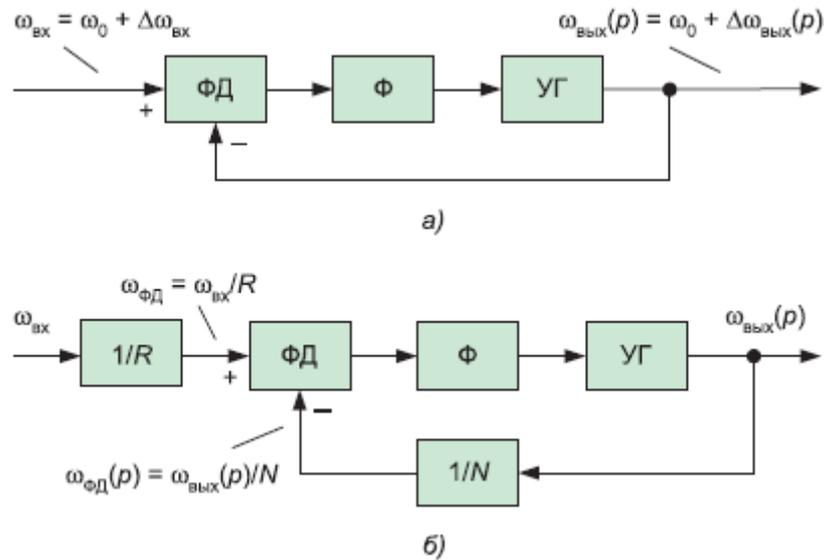


Рисунок 10. Основная схема системы ФАПЧ (а) и схема синтезатора частот (б)

В общем варианте передаточная функция устройства по схеме на рисунке 10(а), равна:

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = \Delta\omega_{\text{вых}}(p)/\Delta\omega_{\text{вх}} = 1/[1 + p\tau_0/k_{\Phi}(p)], \quad (3.1)$$

где

$$\tau_0 = 1/K_{\text{ФД}}K_{\Phi}K_{\text{УГ}} \quad (3.2)$$

- постоянная времени системы ФАПЧ (без учета  $k_{\Phi}(p)$ ),  $K_{\text{ФД}}$  и  $K_{\text{УГ}}$  - коэффициенты передачи ФД и УГ. При этом  $K_{\text{ФД}}$  - с размерностью В/рад, а  $K_{\text{УГ}}$  - (рад/с)/В, в случае если выходной и входной величинами ФД и УГ, соответственно, является напряжение. Фильтр  $\Phi$  характеризуется функцией

$$K_{\Phi}(p) = K_{\Phi}k_{\Phi}(p), \quad (3.3)$$

где  $K_{\Phi}$  - коэффициент передачи фильтра на «нулевой» частоте (если фильтр - ФНЧ), а  $k_{\Phi}(p)$  - его частотно-зависимый множитель (в операторной форме).

Передаточная функция бесфильтровой (при  $K_{\Phi}(p) = 1$ ) системы ФАПЧ, в соответствии с (3.1), равна  $K_{\Phi\text{АПЧ}}(p) = 1/(1 + p\tau_0)$ , где  $\tau_0 = 1/K_{\Phi\text{Д}}K_{\text{УГ}}$ , и представляет собой функцию ФНЧ первого порядка. Подчеркнем, что этот первый порядок определен указанной выше интегральной зависимостью фазы от частоты. В общем случае порядок системы ФАПЧ определяется единицей плюс порядок фильтра  $\Phi$ .

На рисунке 11, а показана схема простейшего фильтра первого порядка, для которого, согласно (3.3),

$$K_{\Phi} = 1; k_{\Phi}(p) = 1/(1 + p\tau_{\Phi}), \quad (3.4)$$

где  $\tau_{\Phi} = R_{\Phi}C_{\Phi}$  — его постоянная времени. Для системы ФАПЧ с указанным фильтром, являющейся системой второго порядка,

$$K_{\Phi\text{АПЧ}}(p) = 1/(1 + p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\Phi}) = 1/(1 + p/\Omega_0 Q + p^2/\Omega_0^2), \quad (3.5)$$

где

$$\Omega_0 = 1/\sqrt{\tau_0\tau_{\Phi}}; Q = \sqrt{\tau_{\Phi}/\tau_0} \quad (3.6)$$

- «собственная» частота и добротность системы.

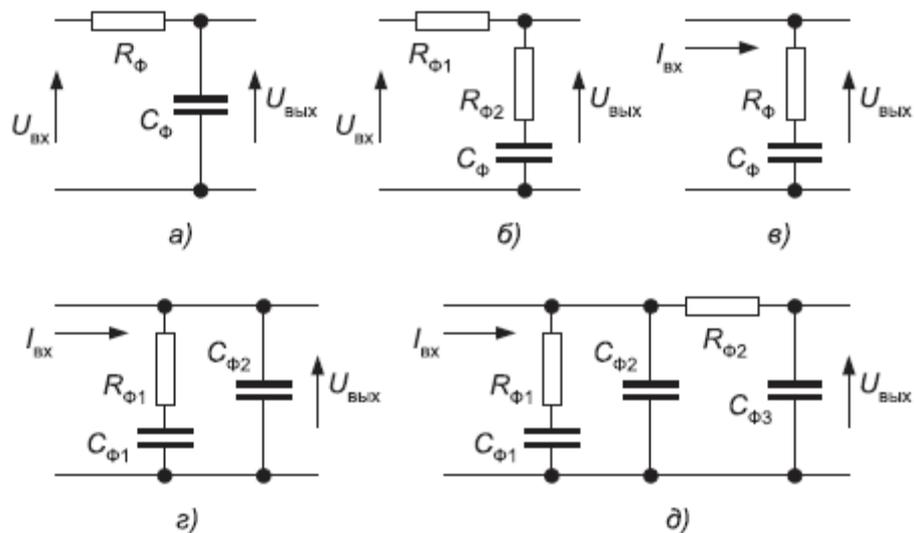


Рисунок 11. Схемы фильтров: инерциального (а) и пропорционально-инерциального (б) первого порядка; пропорционально-интегрирующих

первого (в), второго (г), третьего (д) порядков – с интегрирование первого порядка и инерционностью нулевого, первого и второго порядков соответственно

Исходя из выражения (3.6), обе постоянные времени,  $\tau_\Phi$  и  $\tau_0$ , влияют одинаково на  $\Omega_0$ , но на  $Q$  по-разному: увеличение  $\tau_\Phi$  увеличивает добротность, а увеличение  $\tau_0$  уменьшает ее. Подчеркнем по аналогии с электрической RLC-цепью, что  $\tau_\Phi$  и  $\tau_0$  эквивалентны  $\tau_L = L/R$  и  $\tau_C = CR$  соответственно. В теории фильтров  $\Omega_0$  называют частотой двух комплексно-сопряженных полюсов (на плоскости комплексной частоты  $p = j\Omega$ ), а вместо  $Q$  используют параметр  $\sigma_{1,2} = -\Omega_0/2Q$ , являющийся их вещественной координатой на этой плоскости. Для рассматриваемого устройства, согласно (3.6),

$$\sigma_{1,2} = -1/2\tau_\Phi.$$

Передаточная функция (3.5), и другие, рассмотренные ниже, являются функциями полиномиальной фильтрации. Для некоторых из них (без усложненных полиномов в числителе) могут быть использованы аппроксимации характеристик по Бесселю, Чебышеву, эллиптическая и так далее. Система ФАПЧ может быть составной частью устройства, в котором осуществляется фильтрация, порядок которой превышает порядок системы.

### 3.2 Астатический режим системы ФАПЧ

Система ФАПЧ способна являться статической или астатической (в последнем случае, с астатизмом 1-го или более высоких порядков). Статическая система ФАПЧ работает с фазовой ошибкой на входе ФД (в установившемся режиме). Ей пропорционально выходное напряжение ФД, представляющее управляющим для УГ (с учетом  $K_\Phi$  фильтра Ф). Рассмотренные в предыдущем разделе устройства являются статическими. В отличие от статической, астатическая система ФАПЧ работает с ошибкой, равной нулю, однако напряжение на входе УГ равно той же величине, которая нужна для получения

частоты на его выходе, равной частоте на входе системы ФАПЧ. Это обеспечивается применением в качестве  $\Phi$  интегрирующего фильтра. Среднее значение его выходного напряжения является интегралом выходного напряжения ФД. После накопления требуемой величины напряжения на выходе  $\Phi$  фазовая ошибка, в результате автоподстройки, сводится к нулю. В переходном режиме, при изменении частоты на входе системы ФАПЧ, появляется фазовая ошибка, вызывающая перестройку системы. В простейшем случае используется интегрирующий фильтр первого порядка, обеспечивающий в системе астатизм того же, первого, порядка (в системе ФАПЧ второго порядка). Возможно применение фильтров более высоких порядков, обеспечивающих, в зависимости от схемы построения, повышение порядка астатизма или дополнительную фильтрацию.

Простым интегрирующим фильтром является пропорционально-интегрирующая RC-цепь (рисунок 11, а), подключенная к источнику сигнала, обладающему свойством источника тока (с бесконечно большим выходным сопротивлением). Интегрирование реализовывает конденсатор. На нем - напряжение, пропорциональное интегралу входного напряжения фильтра, а на резисторе - пропорциональное входному напряжению. Последний необходим для обеспечения устойчивости системы ФАПЧ. Резистор так же, равно как и конденсатор, влияет на частотные свойства системы.

Обратив внимание, что под интегрирующим фильтром будем иметь ввиду цепь, обладающую свойством не только фильтрации, но и интегрирования, а под пропорционально-интегрирующим - интегрирования, пропорциональной передачи сигнала и фильтрации. Термин «фильтр» в рассматриваемом случае применяется более широко (« $\Phi$ » на рисунке 10), и пропорционально-интегрирующую цепь (рисунок 11, в) называют фильтром. Обычный фильтр - это цепь, обеспечивающая фильтрацию без запоминания. Его можно считать «инерционным» фильтром (рисунок 11, а). На рисунке 11, б показана схема фильтра, который, есть пропорционально-инерционным. А на

рисунке 11, г, д показаны схемы пропорционально-интегрирующих фильтров, которые дополнительно содержат цепи инерционной фильтрации.

Передаточная функция цепи по схеме на рисунке 11, в описывается тем же общим выражением (3.3), для которого, в данном случае,

$$K_{\Phi} = R_{\Phi};$$

$$k_{\Phi}(p) = 1 + 1/p\tau_{\Phi} = (1 + p\tau_{\Phi})/p\tau_{\Phi}, \quad (3.7)$$

где  $\tau_{\Phi} = R_{\Phi}C_{\Phi}$  (при этом  $K_{\Phi}(p)$  и  $K_{\Phi}$  имеют размерность сопротивления, а  $K_{\Phi d}$  - А/рад). Подчеркнем следующую особенность. Если для цепи на рисунке 11, а постоянная времени  $\tau_{\Phi}$  - это параметр, характеризующий ее инерционные свойства, то для цепи на рисунке 11, б - это в какой-то степени условный параметр, так как напряжения, снимаемые с  $R_{\Phi}$  и  $C_{\Phi}$ , являются независимыми. Передаточная функция системы ФАПЧ с указанным фильтром отличается от (3.5):

$$K_{\Phi\text{АПЧ}}(p) = (1 + p\tau_{\Phi})/(1 + p\tau_{\Phi} + p^2\tau_0\tau_{\Phi}) =$$

$$= (1 + p/\Omega_0 Q)/(1 + p/\Omega_0 Q + p^2/\Omega_0^2). \quad (3.8)$$

Главное различие состоит в том, что второй член полинома в знаменателе (главного полинома передаточной функции) определяется постоянной времени  $\tau_{\Phi}$ , а не  $\tau_0$ , в связи с чем

$$Q = \sqrt{(\tau_0/\tau_{\Phi})}; \sigma_{1,2} = -1/2\tau_0.$$

По сравнению со статической системой ФАПЧ возможно отметить, что постоянные времени  $\tau_0$  и  $\tau_{\Phi}$  «поменялись местами», в результате чего  $\tau_0$  обладает теми свойствами, которыми обладала  $\tau_{\Phi}$  в статической системе. Отличием функции (3.8) является также и то, что в числителе дополнительно содержится член  $p\tau_{\Phi}$ , влияющий на частотные свойства устройства (в области частоты среза ФНЧ).

### 3.3 Повышение порядка системы ФАПЧ

Повышение порядка системы ФАПЧ осуществляется повышением порядка фильтра  $\Phi$ . На рисунке 11, г, д показаны схемы интегрирующих фильтров второго и третьего порядков, применение которых повышает порядок системы до третьего и четвертого соответственно (при астатизме первого порядка). Необходимо выделить, что повышение порядка имеет специфику, обусловленную совместным применением фильтров (звеньев) разных типов - пропорционально-интегрирующего и инерционного.

Для фильтра второго порядка, состоящего из двух указанных звеньев (с буферной развязкой между ними), в соответствии с (3.3), (3.4) и (3.7),

$$\begin{aligned} K_{\Phi} &= R_1; k_{\Phi}(p) = k_{\Phi_1}(p)k_{\Phi_2}(p) = \\ &= (1 + 1/p\tau_{\Phi_1})/(1 + p\tau_{\Phi_2}) = \\ &= [(1 + p\tau_{\Phi_1})/(1 + p\tau_{\Phi_2})]/p\tau_{\Phi_1}, \end{aligned} \quad (3.9)$$

где  $\tau_{\Phi_1} = R_1C_1$  (рисунок 11, в),  $\tau_{\Phi_2} = R_2C_2$  (рисунок 11, а). Также передаточная функция системы ФАПЧ, в соответствии с (3.1),

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = (1 + p\tau_{\Phi_1}) / (1 + p\tau_{\Phi_1} + p^2\tau_0\tau_{\Phi_1} + p^3\tau_0\tau_{\Phi_1}\tau_{\Phi_2}). \quad (3.10)$$

Из (3.9) получается, что при условии  $\tau_{\Phi_1} = \tau_{\Phi_2}$  взаимно компенсируются свойства пропорциональности первого и инерционности второго звеньев, и рассматриваемый фильтр становится интегратором с  $k_{\Phi}(p) = 1/p\tau_{\Phi_1}$ . При этом функция (3.10) превращается в функцию второго порядка

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = 1/(1 + p^2\tau_0\tau_{\Phi_1}), \quad (3.11)$$

в полиноме, которой отсутствует член первой степени. Функции (3.11) соответствует  $\sigma_{1,2} = 0$ , при которой система ФАПЧ неустойчива. Но при  $\tau_{\Phi_2} \neq \tau_{\Phi_1}$  компенсация будет частичной, система будет третьего порядка с отрицательными  $\sigma_1$  и  $\sigma_{2,3}$ .

Для фильтра второго порядка по схеме на рисунке 11, г, в котором конденсатор  $C_2$  шунтирует цепь  $R_1C_1$ , в отличие от (3.9),

$$K_{\Phi} = R_{1\text{экв}}; \\ k_{\Phi}(p) = (1 + 1/p\tau_{\Phi 1}) / (1 + p\tau_{\Phi 2\text{экв}}), \quad (3.12)$$

где вместо  $R_1$  и  $\tau_{\Phi 2}$  присутствуют  $R_{1\text{экв}} = R_1 / (1 + C_2 / C_1)$  и  $\tau_{\Phi 2\text{экв}} = \tau_{\Phi 2} / (1 + C_2 / C_1)$ , а  $\tau_{\Phi 2} = R_1 C_2$ . В (3.12) существенным есть то, что  $\tau_{\Phi 2\text{экв}} < \tau_{\Phi 1}$  независимо от величины  $\tau_{\Phi 2}$ . В результате, подобно (3.10) и в отличие от (3.11),

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) = (1 + p\tau_{\Phi 1}) / \\ (1 + p\tau_{\Phi 1} + p^2\tau_0\tau_{\Phi 1} + p^3\tau_0\tau_{\Phi 1}\tau_{\Phi 2\text{экв}}), \quad (3.13)$$

$\sigma_1$  и  $\sigma_{2,3}$  — отрицательны, а система ФАПЧ устойчива.

Передаточная функция фильтра третьего порядка (рисунок 11, д) имеет сложное выражение, но оно существенно упрощается, если цепь  $R_2 C_3$  достаточно высокоомна и практически не шунтирует предыдущую цепь. В этом случае

$$K_{\Phi} = R_{1\text{экв}}; \\ k_{\Phi}(p) \approx (1 + 1/p\tau_{\Phi 1}) / \\ [(1 + p\tau_{\Phi 2\text{экв}})(1 + p\tau_{\Phi 3})] = (1 + 1/p\tau_{\Phi 1}) / \\ [1 + p(\tau_{\Phi 2\text{экв}} + \tau_{\Phi 3}) + p^2\tau_{\Phi 2\text{экв}}\tau_{\Phi 3}], \quad (3.14)$$

а передаточная функция системы ФАПЧ

$$K_{\text{ФАПЧ}}(p) \approx (1 + p\tau_{\Phi 1}) / \\ [1 + p\tau_{\Phi 1} + p^2\tau_0\tau_{\Phi 1} + p^3\tau_0\tau_{\Phi 1}(\tau_{\Phi 2\text{экв}} + \tau_{\Phi 3}) + \\ + p^4\tau_0\tau_{\Phi 1}\tau_{\Phi 2\text{экв}}\tau_{\Phi 3}]. \quad (3.15)$$

Здесь, как и в первом случае с (3.9) и (3.10), при  $\tau_{\Phi 1} = \tau_{\Phi 3}$  система неустойчива. Необходимо, чтобы  $\tau_{\Phi 3} < \tau_{\Phi 1}$ . При этом  $\sigma_{1,2}$  и  $\sigma_{3,4}$  будут отрицательны.

Обратив внимание, что характерным для системы ФАПЧ с астатизмом первого порядка есть наличие множителя  $(1 + 1/p\tau_{\Phi 1})$  в передаточной функции фильтра, как, к примеру, в (3.12) и (3.14), и то, что вторым членом полинома в знаменателе передаточной функции системы является  $p\tau_{\Phi 1}$  (а не  $p\tau_0$ ). Кроме этого, функции (3.13) и (3.15) имеют множитель  $(1 + p\tau_{\Phi 1})$ , который свидетельствует о пропорциональной передаче сигнала (в пропорционально-интегрирующем фильтре).

### 3.4 Синтезаторы частот

Одно из применений системы ФАПЧ - в синтезаторах частот. На рисунке 10, б приведена структурная схема синтезатора, имеющего дополнительно два делителя частоты « $1/R$ » и « $1/N$ » - с коэффициентами деления  $R$  и  $N$  соответственно. Коэффициенты деления частоты могут переключаться, однако в рабочем режиме синтезатора они постоянны. Известны разновидности синтезаторов - типа «Integer- $N$ » (с целым коэффициентом деления  $N$ ) и типа «Fractional- $N$ » (с дробным).

Частота на выходе синтезатора (в установившемся режиме)

$$\omega_{\text{вых}} = \omega_{\text{вх}} N/R = \omega_{\text{ФД}} N,$$

где  $\omega_{\text{ФД}} = \omega_{\text{вх}}/R$  — частота на входе ФД. Разрешение синтезатора (дискретность перестройки частоты)

$$\Delta\omega_{\text{вых}} = \omega_{\text{ФД}} \Delta N,$$

где  $\Delta N$  — дискретность перестройки коэффициента деления  $N$ , которая равна  $\Delta N = 1$  и  $\Delta N < 1$  для делителей с целым и дробным  $N$ . К примеру, для синтезаторов ADF4107 и ADF4360  $\Delta N = 1$ , а для ADF4153  $\Delta N = 0,0001$ .

Постоянная времени синтезатора, в отличие от (3.2), равна

$$\tau_0 = N/K_{\text{ФД}} K_{\text{Ф}} K_{\text{УГ}}.$$

В следствии, коэффициент деления  $N$ , который может достигать в синтезаторах типа «Integer- $N$ » нескольких десятков тысяч, повышает их инерционность. А это приводит к увеличению времени перестройки синтезатора, что неприемлемо в режиме быстрого переключения частоты, используемого в аппаратуре связи. Однако в синтезаторах типа «Fractional- $N$ » коэффициент  $N$  и, соответственно, постоянная времени  $\tau_0$  могут быть в  $1/\Delta N$  раз меньше. Это является существенным преимуществом синтезаторов этого типа. Необходимо считать, что устранение этого явления (повышения

инерционности) возможно и в синтезаторах типа «Integer- $N$ », если увеличить усиление в системе и, в частности, последовательно с фильтром включить усилитель, коэффициент усиления которого  $K_{ус}$  будет компенсировать отрицательное действие  $N$ :  $\tau_0 = N/K_{ФД}K_{Ф}K_{ус}K_{УГ} \approx 1/K_{ФД}K_{Ф}K_{УГ}$ .

Любопытен «механизм» обеспечения дробности  $N$  в синтезаторе типа «Fractional- $N$ ». В ADF4153, в цепи управления делителем, применен сигма-дельта интерполятор, выходной сигнал которого представляет собой временную последовательность нулей («0») и единиц («1»), подобную выходной последовательности сигма-дельта модулятора. Дробное число  $N$  получают как среднее значение двух коммутируемых (в соответствии с данными, программирующими интерполятор) целых чисел  $N_0$  и  $N_1 = N_0 + 1$ : значению  $N_0$  соответствует управляющий «0» в указанной выходной последовательности интерполятора, а значению  $N_1$  — управляющая «1».

В синтезаторах используются фильтры в основном по схеме, показанной на рисунке 11, д, и, соответственно, реализуется астатический режим работы. При этом в синтезаторах типа «Integer- $N$ » отсутствует, как было описано выше, фазовое рассогласование на входе ФД, а в синтезаторах типа «Fractional- $N$ » оно есть. Но это рассогласование «астатического характера». На ФД воздействует переменная двухполярная фазовая ошибка, среднее значение которой равно нулю (из-за применения пропорционально-интегрирующего фильтра и отслеживанию фазы). Благодаря фильтрующим свойствам системы ФАПЧ, пульсации частоты на выходе УГ (фазовый шум), обусловленные указанной фазовой ошибкой на входе ФД, снижены до допустимого уровня. Однако необходимо считать, что пульсации могут быть дополнительно уменьшены, если на выходе синтезатора включить фильтр по схеме рисунке 10, а.

В таблице 1 приведены некоторые технические данные новых синтезаторов фирмы AnalogDevices (максимальная синтезируемая частота — 7 ГГц), а в таблице 2 — данные частот и элементов фильтров, рекомендуемых для синтезаторов серии ADF4360. Данные в таблице 2 даются для перестраиваемых гетеродинов с фильтрами по схеме рис. 2, д и для гетеродинов с

фиксированными частотами, в которых используются фильтры по схеме на рис. 2, г. Частота в таблицах дается в величинах  $f$  (в Гц и его производных).

Тип синтезатора	Синтезируемая частота, $f_{\text{вых}}$ , МГц	Опорная частота, $f_{\text{оп}}$ , МГц	Коэффициенты деления		Частота $f_{\text{од}}$ макс, МГц	Разрешение	
			R	N		$\Delta N$	$\Delta f$ , кГц
Одноканальные синтезаторы типа Integer-N							
ADF4107	1000 ... 7000	20 ... 250; < 20 *	1 ... 16383	56 ... 524287	104	1	1,9 ... 13,35
ADF4360-1	2050 ... 2450 **	10 ... 250; < 10 *	1 ... 16383	56 ... 262143	8		7,6 ... 9,7
ADF4360-2	1800 ... 2150 **						6,5 ... 8,35
ADF4360-3	1550 ... 1950 **						6,1 ... 7,4
ADF4360-4	1400 ... 1800 **						5,3 ... 6,5
ADF4360-5	1150 ... 1400 **						4,4 ... 5,3
ADF4360-6	1000 ... 1250 **						3,8 ... 4,8
ADF4360-7	250 ... 1250 **						0,76 ... 3,8
Одноканальный синтезатор типа Fractional-N							
ADF4153	100 ... 3000	0 ... 150	1 ... 15	19,0000 ... 511,4095	40	0,0001	0,02 ... 0,6

Таблица 1. Параметры новых синтезаторов частот фирмы AnalogDevices

Частота  $f_{\text{вх}} < 20$  МГц (ADF4107) и  $< 10$  МГц (ADF4360-х) — для прямоугольных колебаний на входе ИМС с уровнями КМОП.

При включении внутреннего делителя частоты (на выходе ИМС) частота может быть уменьшена в два раза

ИМС	$f_{\text{оп}}$ , МГц	$f_{\text{од}}$ , МГц	$f_{\text{вых}}$ , ГГц	Полоса фильтра, кГц	Элементы фильтра (рис. 2 г, д)				
					$R_1$ , кОм	$C_1$ , нФ	$C_2$ , нФ	$R_2$ , кОм	$C_3$ , нФ
Перестраиваемый гетеродин									
ADF4360-1	—	1	2,05 ... 2,45 (Bluetooth)	25	2	10	0,68	3,9	0,33
ADF4360-2		0,1	1,8 ... 2,15 (W-CDMA)	10	6,8	6,8	0,47	13	0,22
ADF4360-3		0,1	1,55 ... 1,95 (W-CDMA)	10	6,8	6,8	0,47	15	0,22
ADF4360-4		0,2	1,4 ... 1,8	10	3,9	12	1	6,8	0,33
ADF4360-5		0,2	1,15 ... 1,4	10	4,3	10	0,82	8,2	0,27
ADF4360-6		0,1	1,0 ... 1,25	10	3,9	12	1	6,8	0,33
ADF4360-7		0,2	0,25 ... 1,25 *	10	6,2	6,8	0,47	13	0,22
Гетеродин с фиксированной частотой									
ADF4360-1	16	8	2,2	40	0,62	15	3,3	—	—
ADF4360-2			2,0	45	0,56	18	3,3		
ADF4360-3			1,8	40	0,47	22	3,9		
ADF4360-4			1,6	40	0,43	22	4,7		
ADF4360-5			1,4	45	0,36	27	5,6		
ADF4360-6			1,2	45	0,39	27	5,6		

Таблица 2. Данные частот и элементов фильтра для гетеродинов с ADF4360  
Для внешних элементов индуктивности от 68 нГ до 1 нГ.

### 3.5 Другие применения системы ФАПЧ

Выше было рассмотрено применение системы ФАПЧ в качестве фильтра модулирующей функции ЧМ сигнала (рисунке 10, а) и синтезатора частот (рисунк 10, б). Ниже рассмотрены другие применения системы ФАПЧ (рисунк 12).

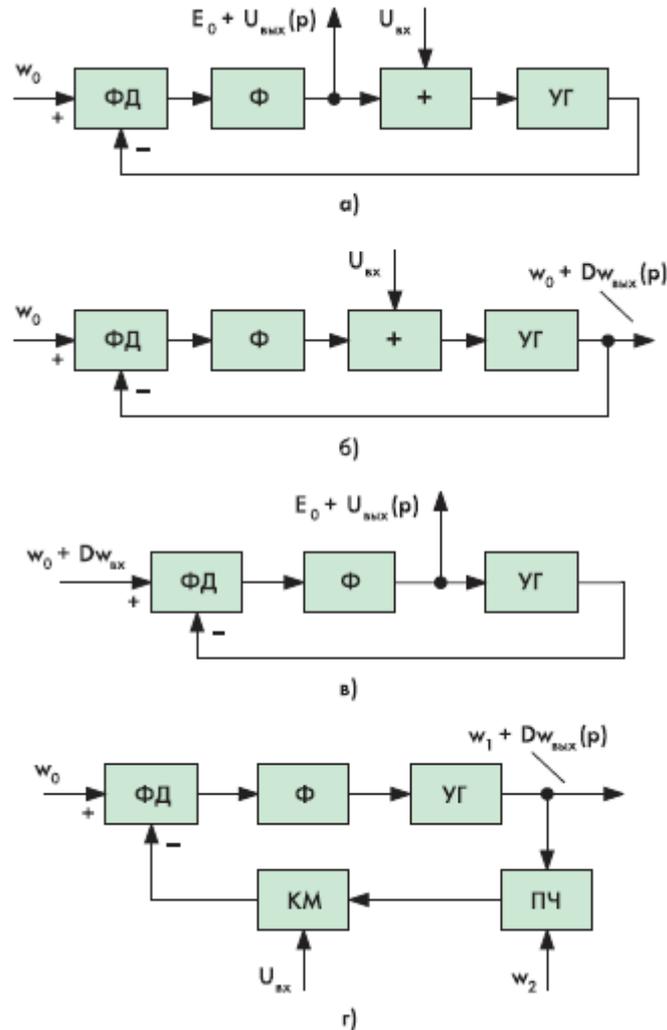


Рисунок 12. Схемы фильтра (а), частотных модулятора (б) и демодулятора (в), повышающего преобразователя частоты с квадратным модулятором (г) на базе системы ФАПЧ

Частотный (амплитудно-частотный) фильтр. На рисунке 12, а показана схема фильтра на базе системы ФАПЧ. Перед УГ включен сумматор, на один из входов которого подается входной сигнал  $U_{\text{вх}}$ , подлежащий фильтрации, а на другой - сигнал обратной связи  $E_0 + U_{\text{вых}}(p)$  с приращением  $U_{\text{вых}}(p)$ ,

обусловленным  $U_{\text{вх}}$  и являющимся выходным сигналом. Передаточная функция фильтра

$$K_{\text{АФ}}(p) = U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}} = -1/[1 + p\tau_0/k_{\Phi}(p)]. \quad (3.16)$$

В соответствии с (3.16), при подаче  $U_{\text{вх}}$  система ФАПЧ обрабатывает таким способом, что постоянная составляющая, если она имеется в составе  $U_{\text{вх}}$ , компенсируется постоянной составляющей  $U_{\text{вых}}(p)$ , а переменная - некоторым частотно-зависимым рассогласованием, обусловленным передаточной функцией. Полоса пропускания системы ФАПЧ должна соответствовать спектру  $U_{\text{вх}}$  (с учетом его расширения в «частотной» цепи УГ - ФД) и гарантировать отслеживание изменений, обусловленных  $U_{\text{вх}}$ , а возникающее рассогласование (например, по фазе) должно быть в пределах возможностей ФД.

Фильтр рассматривается в качестве образца одного из возможных использований системы ФАПЧ. Как правило, используются сравнительно простые и обладающие более высокими параметрами популярные фильтры на операционных усилителях.

Частотный модулятор. Частота на выходе УГ пропорциональна напряжению на его входе. Это дает возможность применять систему ФАПЧ в качестве частотного модулятора. При этом собственно модулятором является УГ, а система гарантирует отслеживание несущей, делая ее равной частоте опорного колебания. Схема модулятора изображена на рисунке 12, б, а его передаточная функция равна

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \Delta\omega_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}} = K_{\text{УГ}}/[1 + k_{\Phi}(p)/p\tau_0]. \quad (3.17)$$

Функция (3.17), описываемая отношением  $k_{\Phi}(p)/p\tau_0$  (вместо  $p\tau_0/k_{\Phi}(p)$ ), является функцией фильтра верхних частот (ФВЧ). В следствии, для модулятора с фильтром  $\Phi$ , согласно (3.4),

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \frac{K_{\text{УГ}}(p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\Phi})}{(1 + p\tau_0 + p^2\tau_0\tau_{\Phi})}. \quad (3.18)$$

Функция (3.18) различается от «стандартной» для полиномиального ФВЧ наличием члена  $p\tau_0$  в полиноме числителя (подобно наличию члена  $p\tau_{\Phi}$  в (3.8)). Но последнее не является обязательным, и для модулятора с фильтром, согласно (3,7),

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = K_{\text{УГ}}p^2\tau_0\tau_{\Phi}/(1 + p\tau_{\Phi} + p^2\tau_0\tau_{\Phi}).$$

Система ФАПЧ в рассматриваемом модуляторе должна быть более низкочастотной, чем в фильтре по схеме рисунке 12, а. Ее частота  $\Omega_0 = 1/\sqrt{(\tau_0\tau_{\Phi})}$ , близкая к частоте среза ФВЧ, должна быть в области нижней границы спектра модулирующего сигнала, в то время как аналогичная частота для ФНЧ находится в области его верхней границы. Спектр модулирующего сигнала находится, соответственно, в полосе пропускания ФВЧ и не должен иметь составляющих в области нуля. При этом, имея ограничение снизу, спектр не ограничен сверху. Но в последующих устройствах (на выходе модулятора) может быть осуществлена полосовая фильтрация частотно-модулированного сигнала.

Частотный демодулятор. На рисунке 12, в приведена схема частотного демодулятора. ЧМ сигнал подается на управляющий вход системы ФАПЧ, а демодулируемый снимается с выхода Ф. Передаточная функция демодулятора

$$K_{\text{ЧД}}(p) = U_{\text{вых}}(p)/\Delta\omega_{\text{вх}} = (1/K_{\text{УГ}})/[1 + p\tau_0/k_{\Phi}(p)] \quad (3.19)$$

является функцией ФНЧ. Подметим следующую особенность. Если в частотном модуляторе (рисунок 12, б) система ФАПЧ обеспечивает равенство несущей частоты стабильной частоте опорного колебания, то в таком случае, наоборот, демодулятор подстраивается при помощи системы ФАПЧ под несущую частоту демодулируемого сигнала. В обоих случаях «стабилизирующая» частота находится на управляющем входе системы ФАПЧ.

Из схем рисунке 10 и 12 получается, что входными и выходными величинами в простейшей системе могут быть напряжение и изменение частоты. В соответствии с этим, могут быть реализованы четыре устройства преобразования сигнала, которые можно рассматривать в качестве основных.

Это преобразователи «напряжение-напряжение» (фильтр на рисунке 12, а), «частота-частота» (фильтр на рисунке 10, а), «напряжение-частота» (частотный модулятор на рисунке 12, б) и «частота-напряжение» (частотный демодулятор на рисунке 12, в). Во всех четырех устройствах (в первых двух - по назначению) осуществляется фильтрация сигнала в соответствии с передаточными функциями (3.1), (3.16), (3.17) и (3.19). После подстановки  $k_{\Phi}(p)$  передаточные функции конкретизируются, определяя параметры фильтрации и другие данные системы ФАПЧ.

Возможности системы ФАПЧ не заканчиваются указанными основными устройствами. На их базе строятся устройства, которые можно рассматривать в качестве производных. Образцом являются синтезаторы частот, рассмотренные выше и построенные на базе устройства «частота-частота». Помимо этого, производные устройства могут быть комбинированными. Одним из них является повышающий преобразователь частоты с квадратурным модулятором, упрощенная схема которого приведена на рисунке 12, г.

Показанное устройство имеет два отличия от рассмотренных выше. Во-первых, в цепи обратной связи системы ФАПЧ использован понижающий преобразователь частоты ПЧ. Преобразователь - балансного типа, с квадратурным выходом. Во-вторых, применен квадратурный модулятор КМ, применимый в этом случае в качестве частотного (вместо УГ в модуляторе по схеме рисунок 12, б), где  $U_{\text{вх}}$  - это две квадратурные составляющие модулирующего сигнала. Это устройство используется в микросхемах AD6523 (в составе чипсета «Othello») и AD6534 («OthelloOne») фирмы AnalogDevices, специализированных для систем связи GSM (DCS, PCS), GPRS. В этих системах применяется GMSK - гауссовская двухпозиционная частотная манипуляция с минимальным сдвигом.

На один из входов ПЧ (рисунок 12, г) с выхода устройства поступает модулированный ВЧ сигнал с частотой  $\omega_1 + \Delta\omega_{\text{вых}}(p)$ , где  $\omega_1$  - его несущая, а на другой вход - колебание от внешнего гетеродина с частотой  $\omega_2$ . Несущая сигнала в КМ, она же на выходе ПЧ (несущая так называемой «виртуальной» промежуточной частоты), определяется частотой опорного источника  $\omega_0$  на управляющем входе ФД. Вследствие отслеживания системой ФАПЧ, ВЧ несущая  $\omega_1$  (на выходе устройства) обуславливается частотами  $\omega_0$  и  $\omega_2$  и равна  $\omega_1 = \omega_0 + \omega_2$ .

Передаточная функция устройства

$$K_{\text{ЧМ}}(p) = \Delta\omega_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}} = -K_{\text{ЧМ}}/[1 + p\tau_0/k_{\text{Ф}}(p)], \quad (3.20)$$

где  $K_{\text{ЧМ}} = \Delta\omega_{\text{ЧМ}}/U_{\text{вх}}$  - коэффициент преобразования в КМ, а  $\tau_0$  и  $k_{\text{Ф}}(p)$  - согласно (3.2) и (3.3). Значительной особенностью функции (3.20) является то, что она, в отличие от функции (3.17), является функцией ФНЧ. В следствии, в системе обеспечиваются модуляция сигналом, спектр которого - от нуля герц, и подавление составляющих верхних частот (за пределами спектра модулирующего сигнала).

### **Выводы по главе 3. Особенности работы фазовой автоподстройки частоты**

1. Одной из главных характеристик контура ФАПЧ является его порядок, который определяет качество реагирования контура на скачок фазы, скачок частоты и линейное изменение частоты в принимаемом сигнале.
2. Безусловно устойчивыми могут быть сделаны только контуры ФАПЧ 2-го порядка, которые отслеживают только скачок частоты в принимаемом сигнале, что соответствует синхронизации с движущимся передатчиком.
3. Контуры ФАПЧ порядка выше второго, которые могут синхронизировать приемник с сигналом передатчика движущегося с ускорением, могут быть сделаны только условно устойчивыми, поэтому нет гарантии того, что они случайно выйдут из режима синхронизации.

Если нужна надежная синхронизация с передатчиком, движущимся с ускорением, используются контуры ФАПЧ второго порядка, которые не могут синхронизировать приемник с поступающим сигналом с точностью до фазы, но частоту несущей они отслеживают, поэтому возможен некогерентный прием сигнала.

## Глава 4. Программная модель фазовой автоподстройки частоты

### 4.1 Математическая модель ФАПЧ

Излагаете то, что написано в лаб. раб. в части «Теоретические сведения»

#### Теоретические сведения

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) принадлежит к категории следящих систем радиотехники. Для цифрового моделирования подобных систем зачастую отдают предпочтение способу информационного параметра, который подразумевает, что информационный параметр  $\lambda(t)$  считается относительно медленной функцией времени. Применение других методов моделирования связано с непродуктивным ростом потребных ресурсов ЭВМ.

В фазовой системе АПЧ информационный параметр  $\lambda(t)$  принимает ненулевое значение при возникновении разности фаз  $\Delta\varphi(t)$  колебаний сигнала, имеющего фазу  $\Phi_c(t) = \omega_c t + \varphi_c$ , и перестраиваемого генератора  $\Phi_r(t) = \omega_r t + \varphi_r$ . Подобным способом, здесь  $\lambda(t) = \Delta\varphi(t) = \Phi_c(t) - \Phi_r(t)$ . В таком случае роль различителя направления сдвига фаз выполняет фазовый детектор. Напряжение на его выходе  $u_{fd}$  связано нелинейной зависимостью с информационным параметром  $\Delta\varphi(t)$ . В соответствии со структурной схемой системы ФАПЧ (рисунок 13) это напряжение через фильтр нижних частот и усилитель постоянного тока преобразуется в регулирующее напряжение  $u_p$ , которое посредством устройства управления меняет частоту генератора  $\omega_r(t)$

относительно номинального значения  $\omega_{r0}$  в сторону сближения с частотой сигнала  $\omega_c$ .

Разность фаз колебаний связана с разностью частот соотношением  $\Delta\varphi(t) = \Delta\omega(t)t + \varphi_c - \varphi_r$ , где  $\Delta\omega(t) = \omega_c - \omega_r$ . Подметим, что значение информационного параметра  $\Delta\varphi(t)$  не изменится, если перенести начало отсчета частот в точку номинального значения частоты генератора  $\omega_r = \omega_{r0}$ , то есть:

$$\Delta\omega(t) = \omega_c - \omega_r(t) = (\omega_c - \omega_{r0}) - (\omega_r - \omega_{r0}).$$

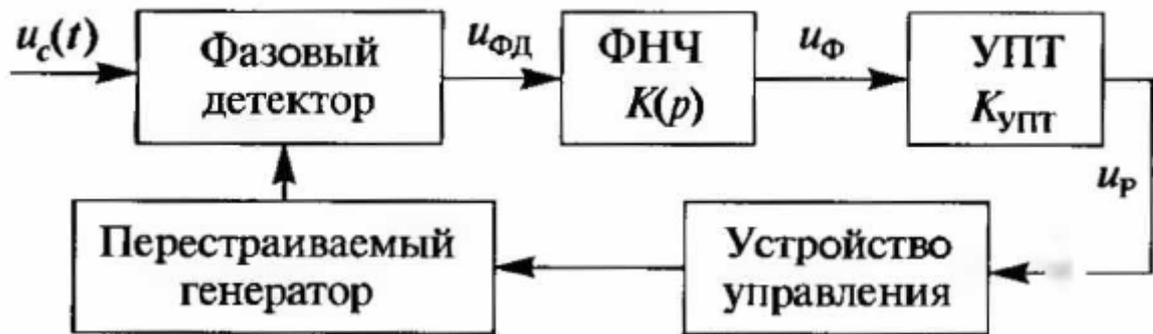


Рисунок 13. Структурная схема системы ФАПЧ

Когда цепь обратной связи разомкнута и частота сигнала постоянна, то начальная разность частот  $\Delta\omega_0 = \omega_c - \omega_{r0} = \text{const}$  и разность фаз  $\Delta\omega_0 t$ . Линейно увеличивается во времени. При этом напряжение  $u_{фд}$  на выходе фазового детектора будет изменяться в соответствии с его детекторной характеристикой  $u_{фд} = f(\Delta\varphi)$ . Поскольку  $\Delta\varphi = \Delta\omega_0 t$ , то  $u_{фд}(t)$  как функция времени будет повторять форму детекторной характеристики (рисунок 14).

Подобным способом,  $u_{фд}(t)$  имеет вид периодического колебания с периодом  $T_{фд}$  и частотой равной начальной разности частот  $\Delta\omega_0 = 2\pi/T_{фд}$ .

В замкнутой системе ФАПЧ это напряжение является поисковым: с учетом коэффициента передачи ФНЧ и УПТ оно периодически изменяет по тому же закону частоту генератора. Но при больших начальных расстройках

$\Delta\omega_0$ (рисунок 15, а) разность частот  $\Delta\omega(t)$  никогда не становится равной нулю, и система не входит в синхронизм.

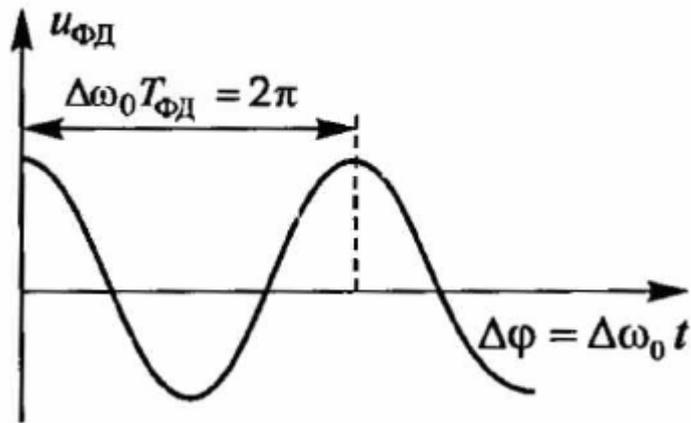


Рисунок 14. Изменение напряжения на фазовом детекторе

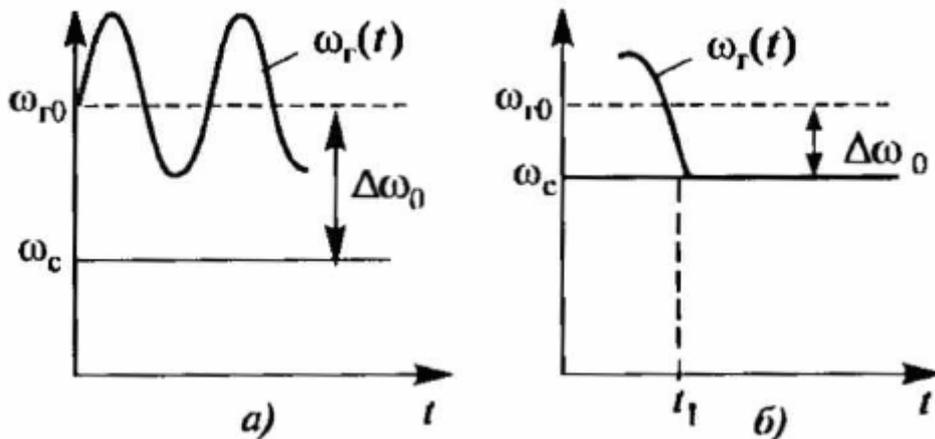


Рисунок 15. Изменение напряжения генератора:

а) при больших значениях расстройки  $\Delta\omega_0$

б) при малых начальных значениях расстройки  $\Delta\omega_0$

Такая возможность появляется при относительно малых начальных расстройках  $\Delta\omega_0$  (рисунок 15,б): в процессе перестройки в момент  $t_1$  возникает

равенство  $\omega_r(t_1) = \omega_c$ , т. е.  $\Delta\omega(t_1) = 0$ . Происходит захват частоты генератора, и система ФАПЧ входит в синхронизм. При этом остаточная ошибка настройки по фазе  $\Delta\varphi = \Delta\omega(t_1)t_1 + \omega_c - \omega_r = \varphi_c - \varphi_r$ . Она позволяет получить на выходе фазового детектора напряжение рассогласования, дающее равенство  $\Delta\omega = 0$ . При изменении частоты как сигнала, так и подстраиваемого генератора напряжение рассогласования на выходе различителя изменяет частоту генератора таким образом, чтобы поддерживать синхронизм колебаний.

Фильтр нижних частот в системе ФАПЧ уменьшает высокочастотные составляющие напряжения, управляющего частотой генератора, и корректирует передаточную функцию замкнутой системы. Когда частота сигнала линейно нарастает от больших расстроек к малым (линейная частотная модуляция, ЛЧМ), то разность частот  $\Delta\omega(t) = \omega_c - \omega_r$  уменьшается, то есть. Уменьшается частота поискового напряжения  $u_{фд}$  и так же частота модуляции перестраиваемого генератора (рисунок 16). Одновременно в соответствии с формой амплитудно-частотной характеристики ФНЧ при уменьшении частоты напряжения  $u_{фд}$  на его входе увеличивается коэффициент передачи ФНЧ, а также, и амплитуда поискового напряжения  $u_p$  на входе устройства управления.

Аналоговую модель ФАПЧ построим на основе функциональной схемы (рисунок 13). При этом в соответствии с использованным методом будем моделировать не собственно функции отдельных блоков, а результат воздействия в каждом из них либо непосредственно на информационный параметр  $\Delta\varphi(t)$ , либо на параметр, в который преобразуется  $\Delta\varphi(t)$  в элементах функциональной схемы.

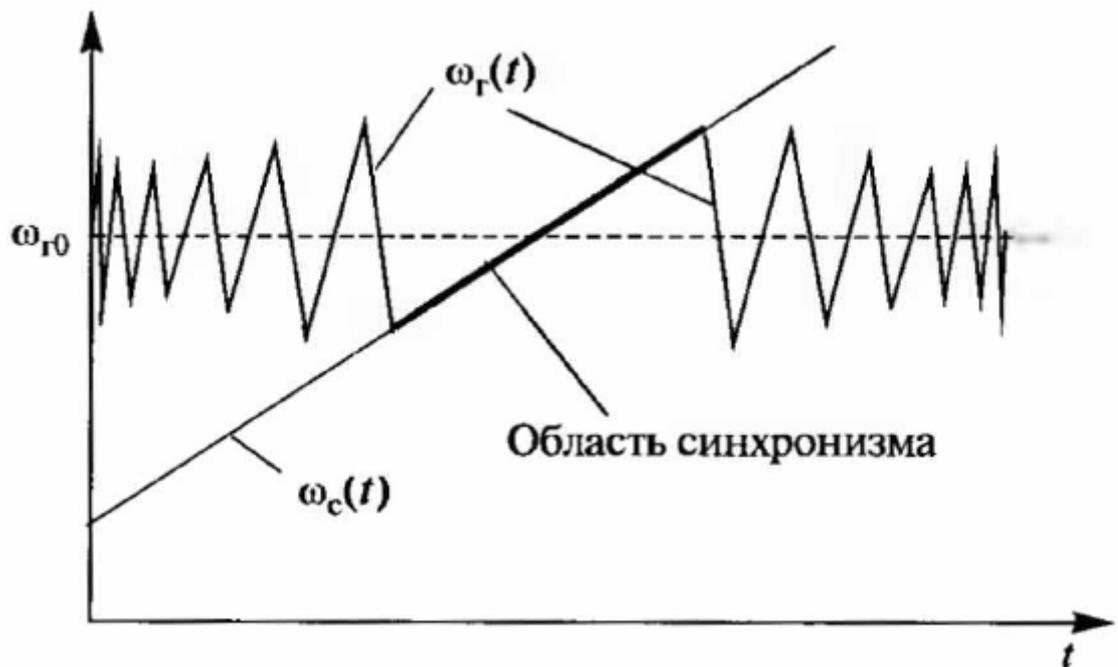


Рисунок 16. Процесс вхождения системы ФАПЧ в синхронизм.

Источник информационного параметра  $\Delta\varphi(t)$  — фазовый детектор. На рисунке 17 отражено, что  $\Delta\varphi(t)$  возникает в результате сравнения фаз колебаний сигнала и перестраиваемого генератора. Варианты исполнения фазового детектора определяют значение и вид нелинейности реакции детектора на разность фаз. Значение реакции определяется наклоном детекторной характеристики фазового детектора в точке перехода через ноль с положительной производной  $\Delta\varphi = 3\pi/2$ .

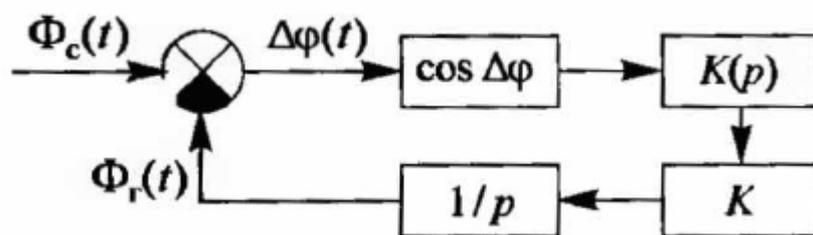


Рисунок 17. Схема сравнения фаз колебаний сигнала и перестраиваемого генератора

Такой параметр именуется чувствительностью фазового детектора  $S_{\text{фд}} = du_{\text{фд}}/d\varphi$ . Нелинейное преобразование информационного параметра в фазовом детекторе учитывается в структурной схеме блоком  $\cos\Delta\varphi$  - этой функцией аппроксимируется в рассматриваемом варианте детекторная характеристика.

Колебание, соответствующее преобразованному информационному параметру, проходит через фильтр нижних частот с передаточной функцией  $K(p)$ , усиливается в  $K_{\text{упт}}$  раз и меняет частоту генератора  $\omega_{\text{г}}$ , относительно номинального значения  $\omega_{\text{г0}}$  в сторону увеличения или уменьшения в соответствии с регулировочной характеристикой системы «генератор - устройство управления». Эффективность управления частотой генератора определяется крутизной регулировочной характеристики  $S_{\text{г}} = 2\pi df_{\text{г}}/du_{\text{р}}$ .

Петлевой коэффициент передачи, учитывающий безынерционные преобразования, можно записать в виде  $K = S_{\text{фд}} S_{\text{г}} K_{\text{упт}}$ , объединив их в один элемент. Он определяет отклонение частоты генератора от номинального значения, приходящееся на один вольт выходного напряжения фазового детектора.

Фаза генератора связана с мгновенной частотой интегральным соотношением

$$\Phi_{\text{г}}(t) = \int_0^t \omega_{\text{г}}(t) dt$$

Или в операторной форме

$$\Phi_{\text{г}}(p) = \frac{1}{p} \omega_{\text{г}}(p).$$

Из этого получается, что по отношению к информационному параметру генератор играет роль идеального интегрирующего звена с передаточной функцией  $K(p) = 1/p$ .

Перейдем от аналоговой модели ФАПЧ к цифровой, изображенной на рисунке 18. Фильтру нижних частот с операторной передаточной функцией  $K(p)$  соответствует цифровой фильтр с передаточной функцией  $H(z)$ , элементу  $1/p$  - цифровой фильтр. Допустим, что в качестве ФНЧ используется пропорционально-интегрирующий фильтр (ПИФ), схема которого изображена на рисунке 19. Его операторная передаточная функция записывается в виде

$$K(p) = \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2}; \quad T_1 = R_2C; \quad T_2 = (R_1 + R_2)C. \quad (4.1)$$

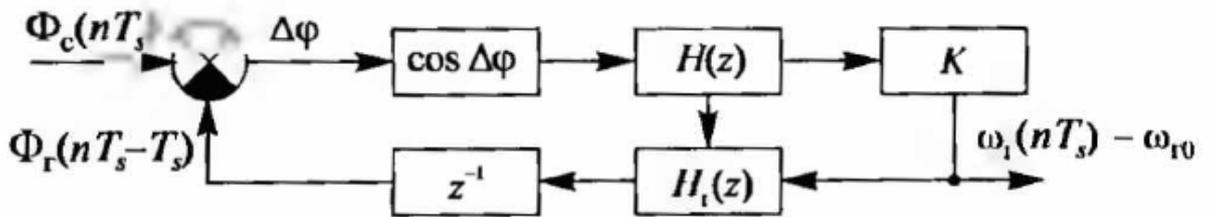


Рисунок 18. Цифровая схема модели ФАПЧ

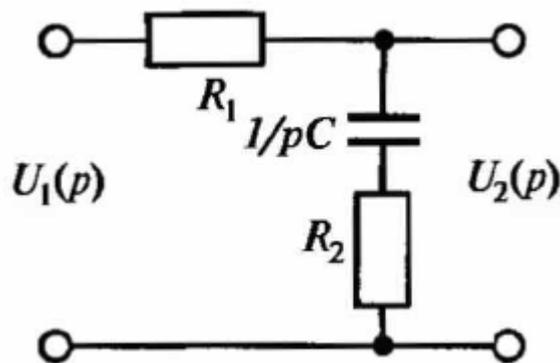


Рисунок 19. Схема пропорционально-интегрирующего фильтра (ПИФ)

Когда требуется наилучшее совпадение частотных характеристик цифровой и аналоговой моделей фильтров, то для перехода к цифровой модели используют метод билинейного  $z$ -преобразования. В этом методе переход к  $H(z)$  выполняется заменой в  $K(p)$

оператора  $p$  дробно-рациональной функцией  $\frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ .

В результате можно получить

$$H(z) = \frac{A + ABz^{-1}}{1 - Cz^{-1}}; \quad (4.2)$$

$$H_r(z) = \frac{F + Fz^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (4.3)$$

где

$$A = \frac{2T_1 + T_s}{2T_2 + T_s}; \quad B = \frac{T_s - 2T_1}{T_s + 2T_1}; \quad C = \frac{2T_2 - T_s}{T_s + 2T_2}; \quad F = T_s/2.$$

В цифровой модели есть элемент задержки на один такт с передаточной функцией  $z^{-1}$ , аналога которому нет в модели на рисунке 17. В случае данный этот элемент отсутствовал, то для нахождения  $\Delta\varphi(nT_s)$  и соответствующей фазы генератора  $\Phi_r(nT_s)$  пришлось бы на каждом шаге решать нелинейное разностное уравнение, описывающее данную схему. В показанном варианте для нахождения  $\Delta\varphi(nT_s)$  используется значение  $\Phi_r(nT_s - T_s)$ , полученное на предыдущем шаге, близкое к  $\Phi_r(nT_s)$ . Это приводит к дополнительной методической погрешности, однако ее можно уменьшить до требуемого уровня, если уменьшать интервал дискретизации  $T_s$ .

Передаточные функции (4.2), (4.3) соответствуют рекурсивным алгоритмам вычислений. На рисунке 20 приведены схемы вычислений, соответствующие цифровым фильтрам  $H(z)$  и  $H_{\Gamma}(z)$ .

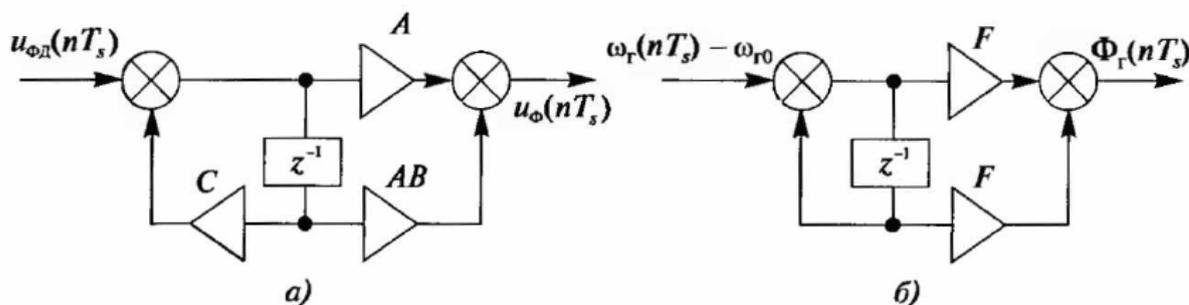


Рисунок 20. Схемы вычисления передаточных функций а)  $H(z)$  и б)  $H_{\Gamma}(z)$ .

В случае рассмотрении работы системы ФАПЧ под воздействием помех моделирование ведется по методу статистических эквивалентов, являющемуся, разновидностью метода информационного параметра. Данный метод используется, когда удастся найти статистическое описание оценки информационного параметра на выходе различителя (в данном случае - выходе фазового детектора).

На рисунке 21 изображен вариант схемы статистического эквивалента фазового детектора.

В теории, что на входе фазового детектора действует аддитивная смесь сигнала со стационарной помехой, имеющей нормальное распределение, показано, что величина  $G(0)$ , называемая флуктуационной характеристикой дискриминатора, определяется соотношением

$$G(0) = \alpha G_{\Pi}(\omega_{\Gamma}),$$

где  $\alpha$  - коэффициент пропорциональности;  $G_{\Pi}(\omega_{\Gamma})$  - значение спектральной плотности мощности помехи на частоте колебаний перестраиваемого генератора. Это выражение предполагает, что спектральная плотность мощности помехи  $G_{\Pi}(\omega_{\Gamma})$ , преобразованная в результате биений с колебаниями

генератора в область нулевой частоты, в пределах полосы пропускания следящей системы  $2\Omega_{\max}$  распределена равномерно.

Величина  $\xi(t)$  на рисунке 21 представляет собой нормированный белый шум с единичной спектральной плотностью. При цифровом моделировании непрерывный процесс  $\xi(t)$  представляется его отсчетами  $\xi(nT_s)$ .

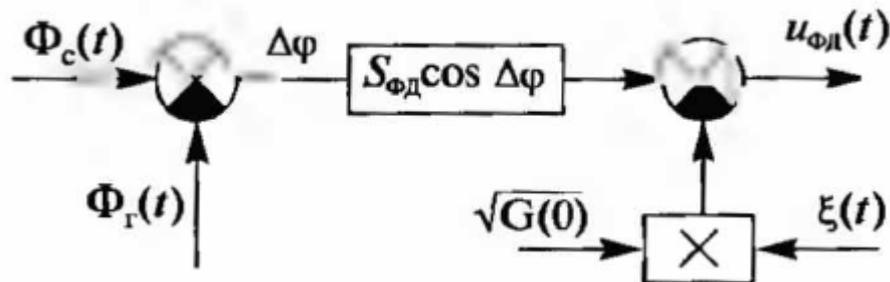


Рисунок 21. Вариант схемы статистического эквивалента фазового детектора

После того как цифровая модель составлена и проверена ее работоспособность, следует выделить внимание проверке адекватности ее функционирования аналоговой модели системы ФАПЧ. Для этого нужно сравнить характеристики цифровой модели с соответствующими характеристиками системы, полученными аналитически.

Одной из таких характеристик является полоса захвата  $\pm\Omega_z$ . На рисунке 22 изображена регулировочная характеристика системы ФАПЧ - зависимость разности частот сигнала и подстраиваемого генератора от начальной расстройки  $\Delta\omega_0$ .

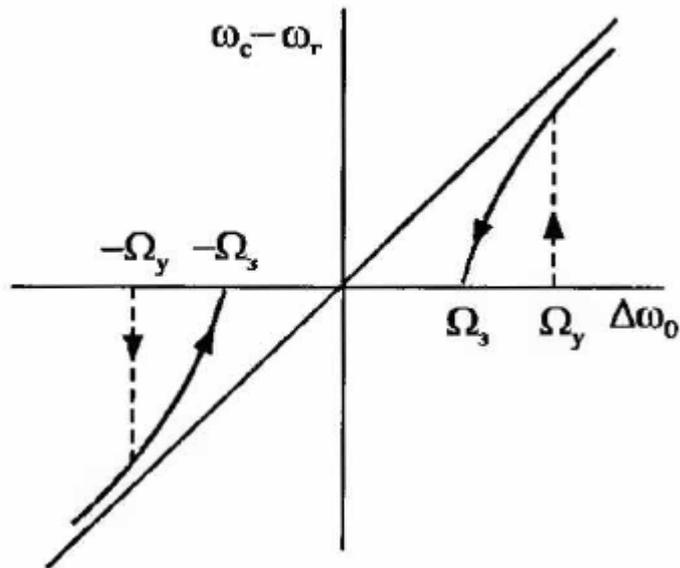


Рисунок 22. Регулировочная характеристика системы ФАПЧ

Полоса захвата - это область частот, которую можно измерить, медленно изменяя частоту подстраиваемого генератора от больших расстройек ( $|\Delta\Omega_0| > \Omega_3$ ) - к малым. При выполнении равенства  $|\Delta\Omega_0| = \Omega_3$ , система входит в синхронизм:  $\omega_c - \omega_r = 0$

Медленно перестраивая генератор в сторону увеличения расстройки (по модулю), можно выйти из области синхронизма. Таким образом можно определить полосу удерживания  $\pm\Omega_y$ . В обобщенном случае полосы удерживания и захвата по протяженности не одинаковы. Протяженность полосы захвата зависит от фазовых набегов в петле ФАПЧ. Основным инерционным звеном здесь является фильтр нижних частот. Помимо этого, дополнительную задержку в цифровой модели вносит звено  $z^{-1}$ , осуществляющее задержку фазы управляемого генератора на один дискрет.

Установлено, что в бесфильтровой ФАПЧ полосы захвата и удерживания равны, т.е.  $\Omega_3 = \Omega_y$ . Если используется пропорционально-интегрирующий фильтр (ПИФ), то полосы связаны соотношением  $\Omega_3 =$

$\gamma_3 \Omega y$ , где коэффициент

$$\gamma_3 = \sqrt{2m - m^2}. \quad (4.4)$$

Здесь  $m$ - коэффициент передачи ПИФ с передаточной функцией (4.1) на высоких частотах (рисунок 23), определяемый соотношением сопротивлений  $m = T1/T2 = R2/(R1 + R2)$ .

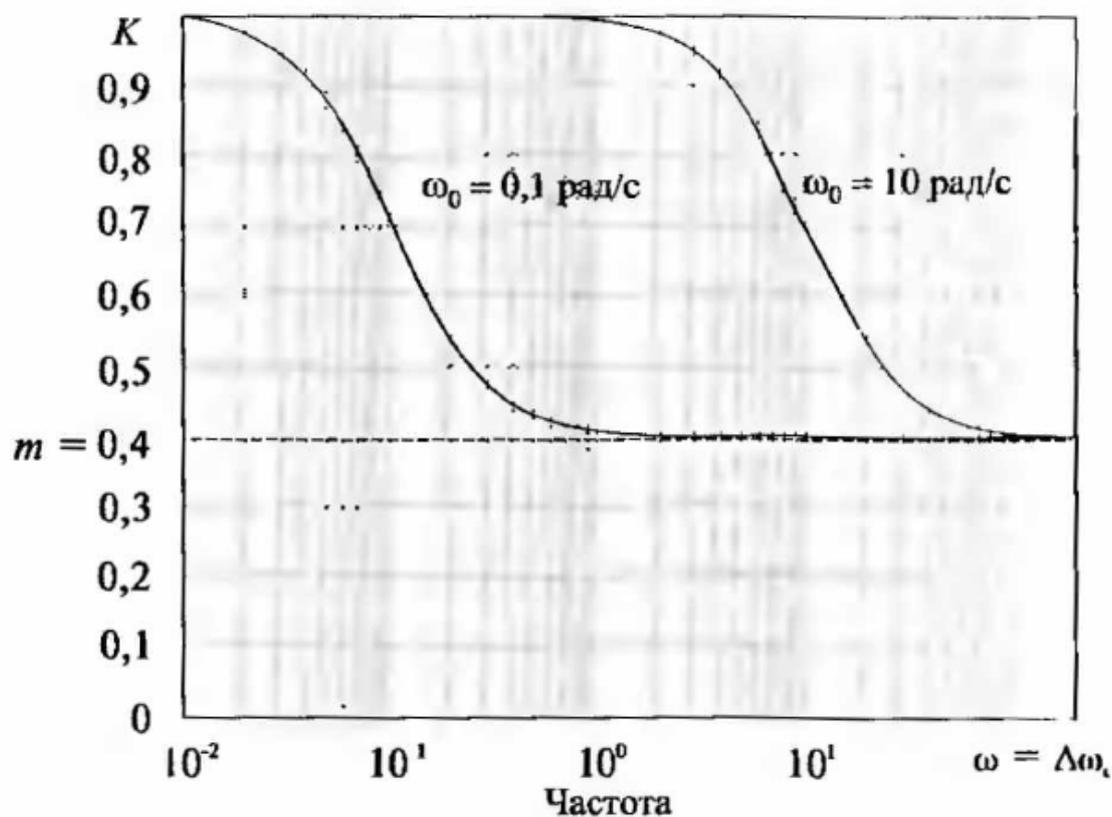


Рисунок 23. Вид передаточной функции ПИФ

Соотношение (4.4) справедливо при выполнении неравенства  $mT_2\Omega y \gg 1$ .

## 4.2 Программная модель ФАПЧ и результаты ее тестирования

Излагаете листинг программы и результаты, все, что указано как «Задание1»

Выполнение работы:

Вариант-7

Задание 1

	За пределами области захвата	Работа в режиме синхронизма	Выход из синхронизма
--	------------------------------	-----------------------------	----------------------

№	DW	WD	Kf	DW	WD	Kf	DW	WD	Kf
7	4.4	0	2	-4.4	2.2	2	-4.4	4.4	2

Задание 3

	При $W_c = 0.1$		При $W_c = 10$	
№	Без шума	При $R_{go} =$	Без шума	При $R_{go} =$

7	0	2.8	0	2.8
---	---	-----	---	-----

Задание 1:

```
>>function COE=coefap(T1,T2,T)
```

```
A=(2*T1+T)/(2*T2+T);
```

```
B=(T-2*T1)/(T+2*T1);
```

```
C=(2*T2-T)/(T+2*T2);
```

F=T/2;

COE=[A B C F];

>>clear

>>Wc=0.1;

m=0.4;

T1=1/(Wc\*sqrt(1/m^2-2));

T2=T1/m;

DW=4,4;

WD=0;

DFI=0;

T=0.1;

Kf=2;

N=2000;

RG0=0;

KSI=randn(1,N);

NS=RG0\*KSI;

F1=zeros(1,N);

P1=0;

P2=0;

P3=0;

```

P4=0;

COE=coefap(T1,T2,T);

FIh=0;

for ind=1:N

Wlin=DW+WD*ind/N;

FI(ind)=Wlin*ind*T+DFI-FIh;

U(ind)=sin(FI(ind))+NS(ind);

    P1=U(ind)+P2*COE(3);

DWh(ind)=(P1+COE(2)*P2)*COE(1)*Kf;

    P2=P1;

    P3=DWh(ind)+P4;

FIh+COE(4)*(P3+P4);

    P4=P3;

end

t=[1:N];

subplot(3,1,1)

plot(t,FI), hold on, grid on

ylabel('Fi,rad')

subplot(3,1,2)

```

```
plot(t,U), hold on,grid on
```

```
ylabel('U,B')
```

```
subplot(3,1,3)
```

```
plot(t,DWh), grid on
```

```
ylabel('2*pi*Fh,rad/s')
```

```
xlabel('Discretnumber')
```

```
DW = 4
```

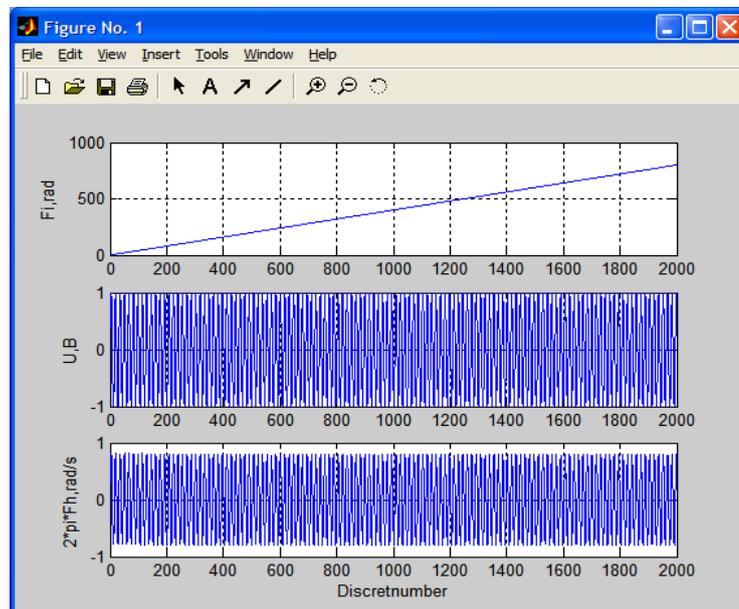


Рисунок 24. Ожидаемые результаты работы программы farsh.m

```
Wc=0.1;
```

```
m=0.4;
```

```
T1=1/(Wc*sqrt(1/m^2-2));
```

```
T2=T1/m;
```

```
DW=-4,4;
```

```
WD=2,2;
```

DFI=0;

T=0.1;

Kf=2;

N=2000;

RG0=0;

KSI=randn(1,N);

NS=RG0\*KSI;

F1=zeros(1,N);

P1=0;

P2=0;

P3=0;

P4=0;

COE=coefap(T1,T2,T);

F1h=0;

DW =

-4

WD =

2

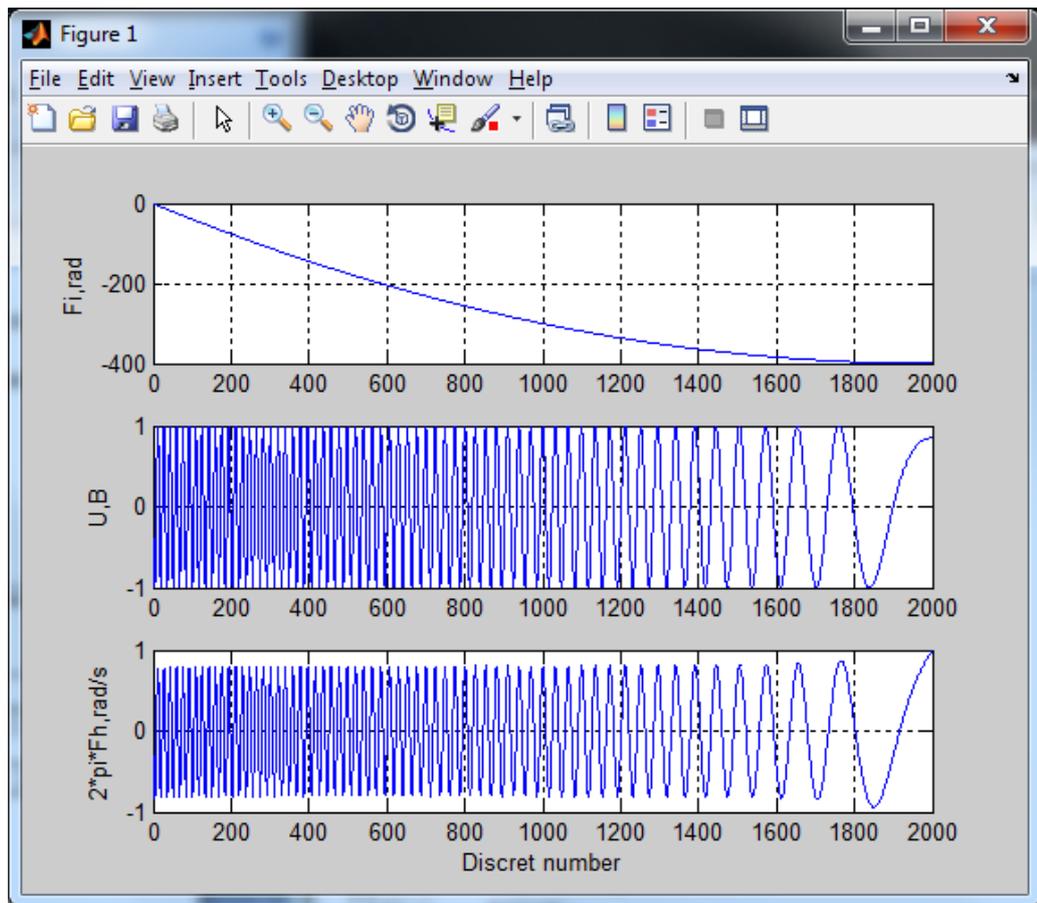


Рисунок 25. Работа системы ФАПЧ

```
clear
```

```
Wc=0.1;
```

```
m=0.4;
```

```
T1=1/(Wc*sqrt(1/m^2-2));
```

```
T2=T1/m;
```

```
DW=-4,4;
```

```
WD=4,4;
```

```
DFI=0;
```

```
T=0.1;
```

```
Kf=2;
```

N=2000;

RG0=0;

KSI=randn(1,N);

NS=RG0\*KSI;

F1=zeros(1,N);

P1=0;

P2=0;

P3=0;

P4=0;

COE=coefap(T1,T2,T);

F1h=0;

DW =

-4

WD =

4

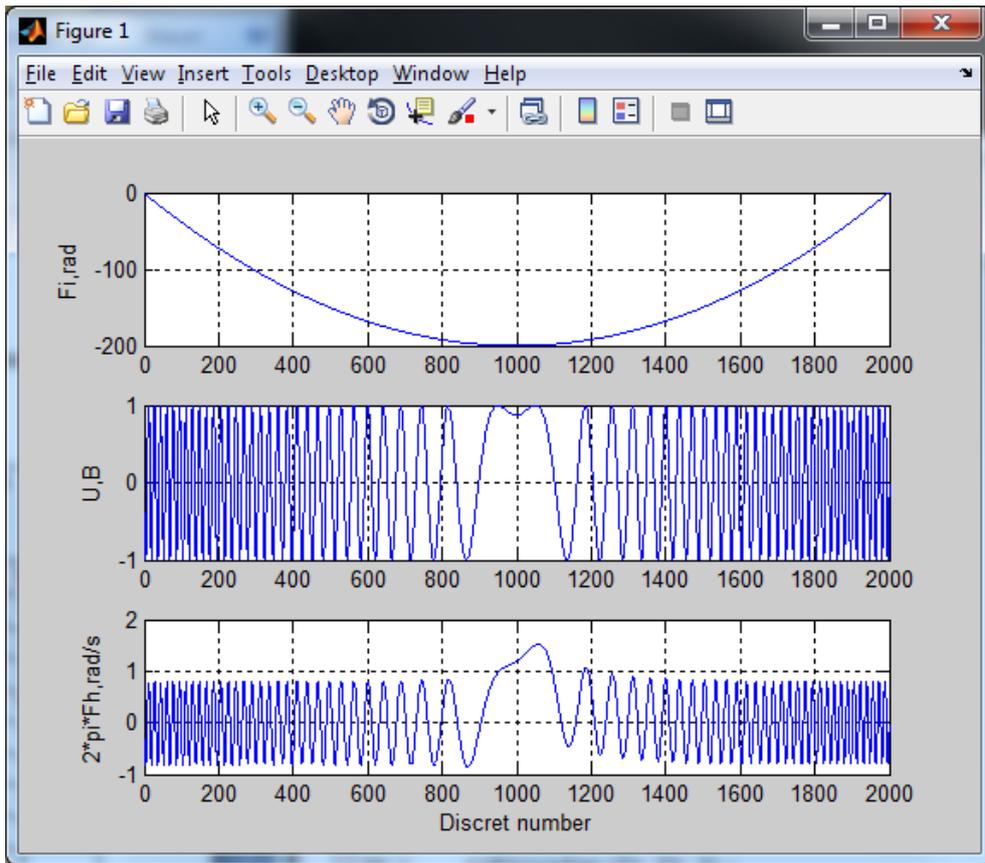


Рисунок 26. Выход системы ФАПЧ из синхронизма

#### 4.3 Проверка адекватности программной модели работе системы ФАПЧ

Излагаете все, что указано как «Задание 2»

Задание 2:

В соответствии с рисунком 26 ширина полосы удерживания составляет примерно 100 дискретов. Учитывая, что одному дискрету соответствует полоса частот

$$2\omega_d/N = 2 \cdot 4,4/2000 = 0,0044, \text{ получим}$$

$$\Omega_y = 100 \cdot 0,0044 = 0,44.$$

В соответствии с (4)  $\gamma_z = \sqrt{2 \cdot 0,4 - 0,4^2} = 0,8$ , где  $m = 0,4$ .

$$\text{Тогда } \Omega_z = \gamma_z \Omega_y = 0,8 \cdot 0,44 = 0,352$$

Машинный эксперимент по описанной выше методике дает  $\Omega_3 = 0.298$ . Что достаточно близко к теоретической оценке.

#### 4.4 Определение полосы удерживания модели ФАПЧ

Излагаете все, что указано как «Задание 3»

Задание 3:

```
clear
```

```
Wc=0.1;
```

```
m=0.4;
```

```
T1=1/(Wc*sqrt(1/m^2-2));
```

```
T2=T1/m;
```

```
DW=-4,4;
```

```
WD=4,4;
```

```
DFI=0;
```

```
T=0.1;
```

```
Kf=2;
```

```
N=2000;
```

```
RG0=2.8;
```

```
KSI=randn(1,N);
```

```
NS=RG0*KSI;
```

```
F1=zeros(1,N);
```

```
P1=0;
```

```
P2=0;
```

```
P3=0;
```

```
P4=0;
```

```
COE=coefap(T1,T2,T);
```

```
F1h=0;
```

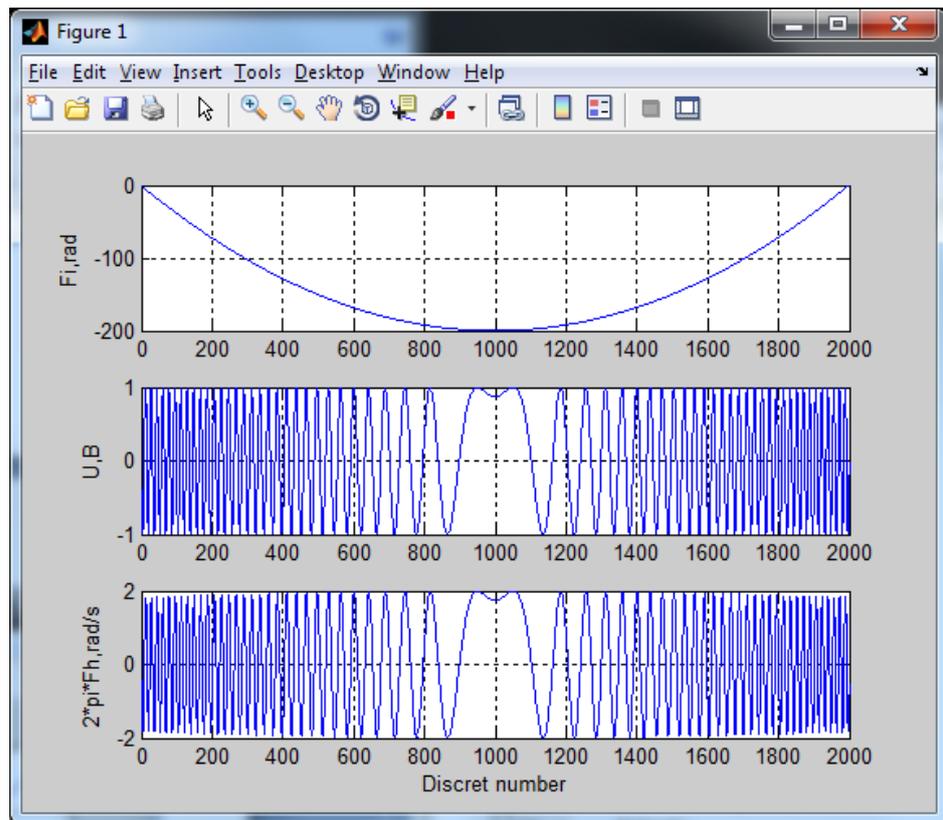


Рисунок 27. Зависимость фазы  $\Delta\varphi(t)$ , а также частоты перестраиваемого генератора при ЛЧМ сигнале в отсутствие шумов ( $W_c=0,1$ )

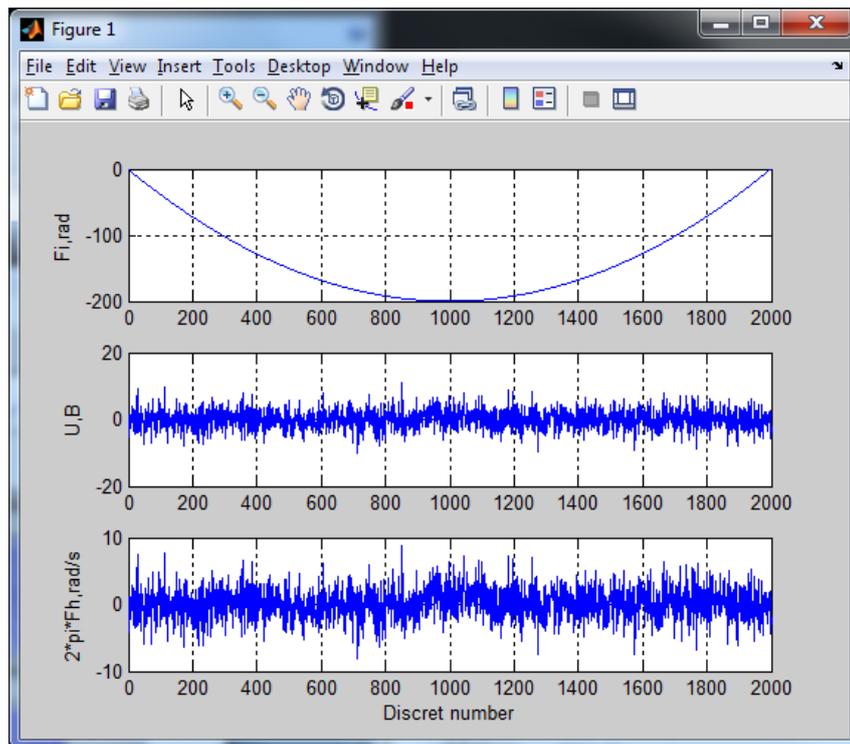


Рисунок 28. Зависимость фазы  $\Delta\varphi(t)$ , а также частоты перестраиваемого генератора при ЛЧМ сигнале при значении параметра шума  $R_{g0} = 2.8$ .

( $W_c=0.1$ )

```

clear
Wc=10;
m=0.4;
T1=1/(Wc*sqrt(1/m^2-2));
T2=T1/m;
DW=-4,4;
WD=4,4;
DFI=0;
T=0.1;
Kf=2;
N=2000;
RG0=2.8;
KSI=randn(1,N);
NS=RG0*KSI;

```

```

F1=zeros(1,N);
P1=0;
P2=0;
P3=0;
P4=0;
COE=coefap(T1,T2,T);
Flh=0;

```

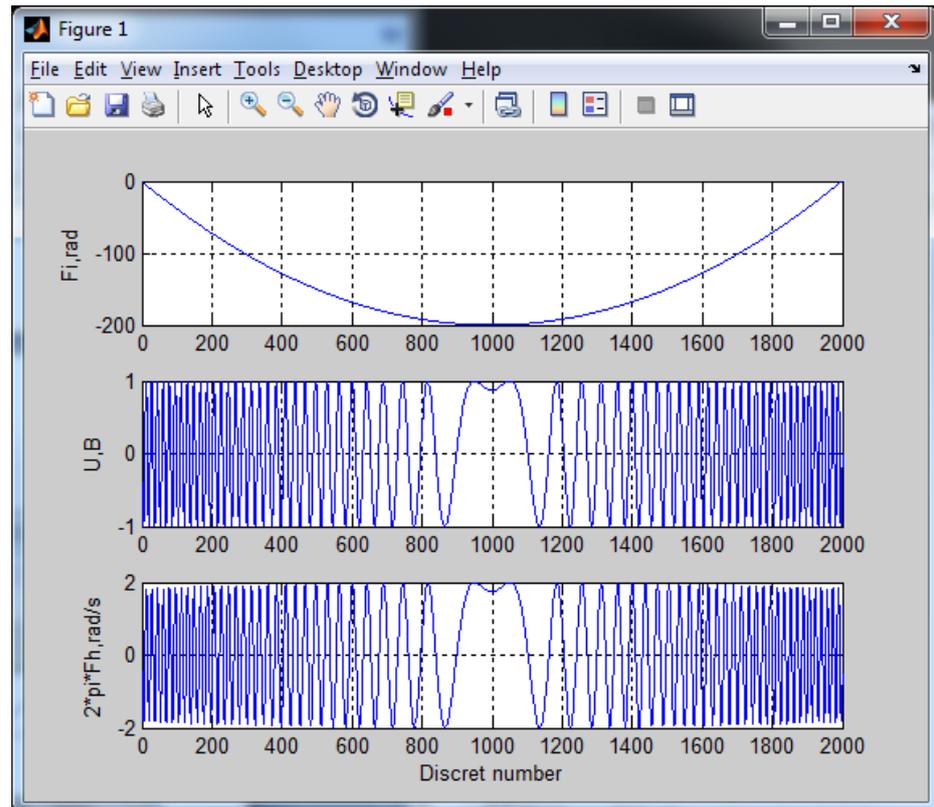


Рисунок 29. Зависимость фазы  $\Delta\varphi(t)$ , а также частоты перестраиваемого генератора при ЛЧМ сигнале в отсутствие шумов ( $W_c=10$ )

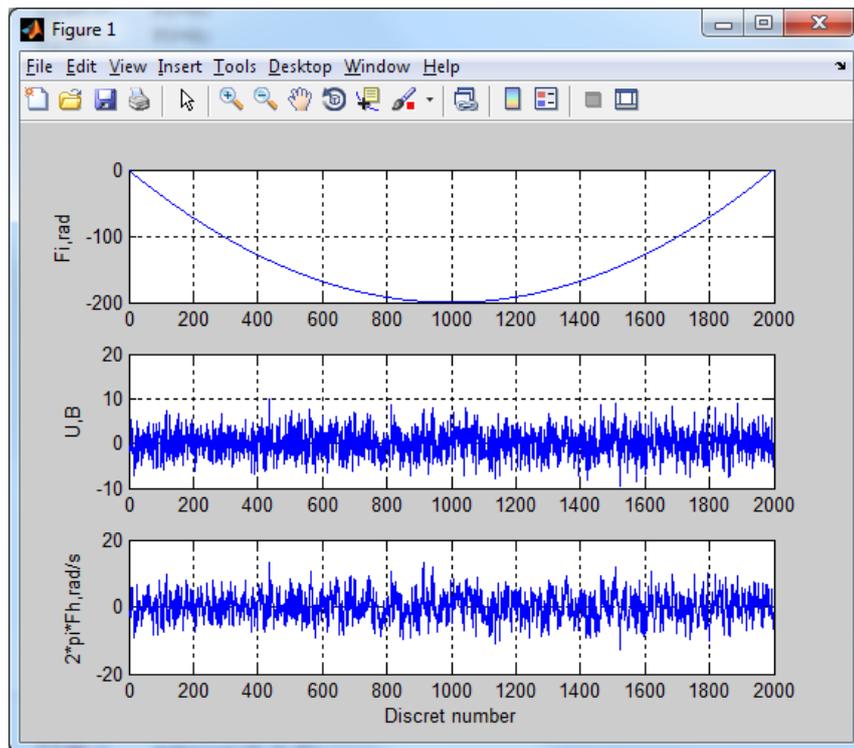


Рисунок 30. Зависимость фазы  $\Delta\varphi(t)$ , а также частоты перестраиваемого генератора при ЛЧМ сигнале при значении параметра шума  $R_{go} = 2.8$ .

( $W_c=10$ )

## **Выводы по главе 4. Программная модель фазовой автоподстройки частоты**

1. Для цифрового моделирования системы ФАПЧ было отдано предпочтение методу информационного параметра, который предполагает, что информационный параметр является относительно медленной функцией времени.
2. В качестве информационного параметра для программной модели системы ФАПЧ была выбрана разность фаз поступающего на приемник сигнала и сигнала, локально генерируемого на приемнике. Источником информационного параметра для работы программной модели ФАПЧ является математическая модель фазового детектора.
3. Разработанная программная модель позволяет определить следующие характеристики контура ФАПЧ – полосу захвата несущей частоты и полосу ее удерживания. Полоса захвата - это область частот, которую можно измерить, медленно изменяя частоту подстраиваемого генератора от больших расстроек фазы к малым. Медленно перестраивая генератор в сторону увеличения расстройки (по модулю), можно выйти из области синхронизма. Таким способом можно определить полосу удерживания. В общем случае полосы удерживания и захвата по протяженности не одинаковы.

Проверку адекватности программной модели математической модели системы ФАПЧ проводится по экспериментальной оценке значения соотношения полос захвата и удерживания. Эта оценка по результатам моделирования была сопоставлена с теоретической и доказала адекватность разработанной программной модели контура ФАПЧ

### **Общий вывод по работе**

Разработанная программная модель контура ФАПЧ может быть использована в лабораторных работах при изучении синхронизации в цифровых системах связи.

## **Заключение**

В моей дипломной работе была спроектирована математическая модель ФАПЧ, а так же программная версия с результатами тестирования. Была проведена проверка адекватности программной модели работе системы ФАПЧ и определение полосы удержания. Так же были изучены виды синхронизации в системах связи, использование метода спектральной линии для синхронизации и особенности работы фазовой автоподстройки частоты. Таким образом, цель работы была достигнута.

## Список использованной литературы

1. Абрамов Д.В. Системы фазовой автоподстройки частоты – [Электронный ресурс] – Режим доступа:  
<https://core.ac.uk/download/pdf/38539062.pdf>
2. Чернецова Е.А. Системы и сети передачи информации. Монография. В 3х частях-СПб.: изд-во РГГМУ, 2015.
3. Системы фазовой автоподстройки частоты : научное издание / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. - 2-е изд., - М. : Связь, 1972, - 474 с.
4. Голуб В.С. Несколько слов о системе ФАПЧ: фазовая автоподстройка частоты // Компоненты и Технологии. 2003. №34. , - с.92-96
5. Голуб В.С. Система ФАПЧ и ее применения // ChipNews. 2000. № 4. – [Электронный ресурс] – Режим доступа:  
[http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/00\\_04/stat\\_2.htm](http://www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv/00_04/stat_2.htm)
6. Стариков О. Метод ФАПЧ и принципы синтезирования высокочастотных сигналов (и др.) // ChipNews. 2001. № 6-8, 10
7. Нгуен, СуанЧыонг. Применение системы фазовой автоподстройки частоты при отслеживании частоты и фазы сигнала / СуанЧыонг Нгуен. // Молодой ученый. — 2020. — № 11 (301). — С. 51-54.
8. Цифровые системы фазовой синхронизации / М.И.Жодзишский,. С.Ю.Сила-Новицкий, В. А.Прасолов и др.; Под ред. М.И.Жодзишского. М.: Сов.радио, 1980. 208 с.
9. Плаксиенко Владимир Сергеевич, Гайдук Анатолий Романович Минимизация СКО систем ФАПЧ в режиме слежения // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. №11 (172). – [Электронный ресурс] –

Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/minimizatsiya-sko-sistem-fazh-v-rezhime-slezheniya/viewer>

10. Пономаренко В.П. Структурный синтез и анализ особенностей нелинейной динамики сложных систем с фазовым управлением.

Учебно-методическое пособие. ННГУ, Нижний Новгород, 2010. – 93 с.