

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«ПЕНЗЕНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Политехнический институт
Факультет приборостроения,
информационных технологий и
электроники

Кафедра
«Информационная безопасность
систем и технологий»

Специальность 10.05.02 –

Специализация -

Информационная безопасность
телекоммуникационных систем
Разработка защищенных
телекоммуникационных систем

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ

на тему

ПРОГРАММНОЕ СРЕДСТВО ДЛЯ РАСЧЕТА И АНАЛИЗА
СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ В ЗАЩИЩЕННЫХ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Студент	_____	<u>Маризов Алексей Александрович</u>
Руководитель	_____	<u>В.В. Дорошкевич</u>
Нормоконтролёр	_____	<u>А.П. Иванов</u>
Рецензент <u>зам.начальника отделения АО «ПНИЭИ»</u>	_____	<u>Сомкин С.А.</u>

Работа допущена к защите (протокол заседания кафедры от _____ № _____)

Заведующий кафедрой _____ С.Л. Зефилов

Работа защищена с отметкой _____ (протокол заседания ГЭК
от _____ № _____)

Секретарь ГЭК _____ А.Г. Фатеев

Пенза 2017

РЕФЕРАТ

Дипломный проект содержит 84 с., 21 рис., 4 источника, 4 прил.

ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТР, АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА, ФАЗОЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА, ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ, ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ, ГРУППОВОЕ ВРЕМЯ ПРОХОЖДЕНИЯ, КОНЕЧНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА, БЕСКОНЕЧНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Объектом исследования является разрабатываемое программное средство для анализа частотных характеристик цифровых фильтров в программной среде математического моделирования Scalib.

Целью работы является разработка программного средства, обеспечивающего расчет и анализ характеристик устройств частотной селекции предназначенных для использования в защищенных телекоммуникационных системах.

В процессе работы были рассмотрены методики расчетов различных типов фильтров с кусочно-постоянными амплитудной частотными и строго линейной фазо-частотной, были разработаны и отлажены программы, позволяющие осуществить анализа частотных характеристик проектируемых фильтров и исследовать их зависимость от параметров фильтров.

Результатом работы является реализация программ в среде математического моделирования scilab.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	6
1 Краткий обзор методов расчета устройств частотной селекции и их реализации	8
1.1 Основные понятия и определения.....	8
1.2 Синтез цифровых фильтров.....	10
1.3 Теория и расчёт КИХ фильтров	15
1.3.1 Свойства КИХ фильтров. Типы КИХ фильтров со строго-линейной ФЧХ.....	15
1.3.2 Структурные схемы КИХ-фильтров с линейной ФЧХ....	21
1.3.3 Методы расчёта КИХ фильтров с линейной ФЧХ.....	23
1.3.4 Расчёт КИХ фильтров методом взвешивания	23
1.3.5 Метод оптимального по Чебышеву синтеза КИХ-фильтров.....	28
1.4 Методы расчета рекурсивных фильтров	31
2 Разработка программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и постоянным групповым временем прохождения (ГВП)	39
2.1 Разработка программы расчета устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и постоянным ГВП	39
2.2 Разработка программы для расчёта и анализа частотных характеристик проектируемых фильтров	45
3 Разработка программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и минимальном порядке фильтра	51
3.1 Разработка программы для рекурсивных фильтров различных типов с кусочно постоянными АЧХ по заданным значениям границ полос пропускания и непропускания и неравномерности АЧХ в этих полосах частот	51

3.2 Разработка программы для анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и минимальном порядке фильтра	55
4 Разработка программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным порядком фильтра и отдельными параметрами АЧХ при условии минимизации порядка фильтра	58
5 Проведение вычислительного эксперимента для апробации разработанных программ.....	64
5.1 Исследование зависимости частотных характеристик различных типов рекурсивных фильтров от их порядка.....	64
5.2 Исследование зависимостей неравномерности АЧХ в полосах пропускания и непропускания ФНЧ или ФВЧ, выраженной в децибелах, от порядка фильтра и ширины переходной полосы.....	64
Заключение	66
Список использованных источников	67
Приложение А.	68
Приложение Б.....	72
Приложение В.	78
Приложение Г.....	83

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

АФ – аналоговый фильтр

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ФЧХ – фазо-частотная характеристика

ФНЧ – фильтр нижних частот

ФВЧ – фильтр верхних частот

ГВП – групповое время прохождения

КИХ – конечная импульсная характеристика

БИХ – бесконечная импульсная характеристика

ППФ – полосно-пропускающий фильтр

ПФ – полосовой фильтр

ПЗФ – полосовой заграждающий фильтр

ЦФ – цифровые фильтры

ЛДС – линейные дискретные системы

ЧХ – частотная характеристика

ВВЕДЕНИЕ

Цифровая обработка сигналов является магистральным направлением развития современной информационной техники, в том числе и в части разработки защищенных телекоммуникационных систем.

Одной из актуальных проблем защиты информации при передаче данных по радиоканалам является устранение влияния непреднамеренных помех, обусловленных мешающим действием шума канала и влиянием интерферирующих сигналов посторонних передатчиков. Традиционным и самым надежным способом решения этой проблемы является частотная селекция приходящего из эфира сигнала, позволяющая выделить диапазон частот, соответствующей спектру принимаемого сигнала и тем самым минимизировать влияние названных непреднамеренных помех. Данная процедура может быть реализована на основе устройств частотной селекции, а именно цифровых фильтров с кусочно-полосными амплитудно-частотными характеристиками и линейными фазо-частотными характеристиками. Такими свойствами обладают нерекурсивные цифровые фильтры, позволяющие исключить возникновение фазовых искажений при их использовании и, кроме того, обладающие безусловной устойчивостью. В защищенных телекоммуникационных системах использование подобных фильтров так же целесообразно при решении задач формирования необходимых сигналов реализуемых посредством модуляции и демодуляции, выполнения корреляционных оценок степени синхронизированности переданных и принимаемых сигналов. Все перечисленные задачи объединяет тот факт что сигнал на выходе устройств частотной селекции имеет сложный спектр и не должен подвергаться фазовым искажениям.

Вместе с тем существует ряд задач в которых необходимо выделить единственную гармоническую составляющую и сигнал со сложным спектром. К числу таких задач можно отнести выделение пилот-сигналов, необходимых для реализации процедур синхронизации в защищенных телекоммуникационных радиосистемах. В такой ситуации проблемы

устранения фазовых искажений в устройствах частотной селекции не актуальна. При этом в качестве фильтрующих устройств целесообразно использовать рекурсивные цифровые фильтры которые при том же виде амплитудно-частотной характеристики имеет нелинейную характеристику группового времени прохождения, что приводит к фазовым искажениям, но характеризуется значительно меньшим порядком, то есть требует существенно меньших затрат на свою реализацию. Таким образом при решении различных задач при проектировании защищенных телекоммуникационных систем оказывается целесообразным использование как рекурсивных так и нерекурсивных цифровых фильтров.

В настоящем дипломном проекте рассматриваются возможности по решению задач расчета двух названных классов фильтра и подробного анализа их частотных характеристик, которые могут быть реализованы при условии использования свободно распространяемой среды математического моделирования scilab.

1 Краткий обзор методов расчета устройств частотной селекции и их реализации.

1.1 Основные понятия и определения

Под цифровым фильтром мы будем понимать систему преобразования цифрового сигнала, которая обеспечивает изменение соотношений амплитуд и фаз его спектральных составляющих без расширения спектра сигнала. Последнее замечание в этом определении говорит о том, что оно относится лишь к линейным фильтрам, которые и будут рассматриваться в этом разделе. Чаще всего изменение соотношений амплитуд спектральных составляющих применяется для селекции цифровых сигналов по частоте. К фильтрам, решающим эту задачу, относятся фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), полосовые пропускающие (ППФ) или просто полосовые (ПФ) фильтры и полосовые заграждающие (ПЗФ) или режекторные (РФ) фильтры. Наряду с этим существуют линейные фильтры, предназначенные для изменения фазовых соотношений, например, преобразователи Гильберта.

По существу цифровые фильтры (ЦФ) представляют собой линейные дискретные системы (ЛДС), предназначенные для решения указанных выше и некоторых других задач, с той лишь разницей, что они работают не с дискретно-непрерывными, а с цифровыми сигналами. Поэтому пренебрегая эффектами, связанными с квантованием отсчётов сигналов и конечной разрядностью представления чисел в системе, обычно ЦФ рассматривают как ЛДС и применяют для описания их работы и свойств соответствующий математический аппарат, изученный нами в предыдущих разделах курса.

При изучении ЛДС можно выделить два больших класса подобных систем: ЛДС с конечной импульсной характеристикой (КИХ или нерекурсивные системы) и ЛДС с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ или рекурсивные системы).

Аналогично различают два больших класса цифровых фильтров: КИХ (нерекурсивные) и БИХ (рекурсивные) фильтры. Эти классы обладают существенно разными свойствами.

Под проектированием ЦФ понимают процесс, в результате которого создаётся программа или цифровое устройство, выполняющие функции ЦФ и отвечающие заданным требованиям и ограничениям.

Процесс проектирования ЦФ включает в себя следующие этапы:

- синтез, результатом которого является функциональная схема и вычисленные значения коэффициентов. Процедуры синтеза КИХ- и БИХ-фильтров существенно различаются, однако имеют одинаковую последовательность действий:

- задание требований к характеристикам фильтра;
 - определение коэффициентов передаточной функции фильтра, при которой он удовлетворяет заданным требованиям. Получить идеальные частотные характеристики фильтра невозможно (фильтры с такими характеристиками являются физически нереализуемыми), поэтому они аппроксимируются с некоторой точностью, задаваемой на этапе 1.1, а сама процедура выполнения этапа 1.2 называется решением задачи аппроксимации;
- выбор функциональной схемы фильтра;
- определение требований к разрядности представления коэффициентов и сигналов фильтра;
- выбор или разработка эффективных алгоритмов организации вычислений с учётом возможностей процессора, используемого для реализации фильтра. Конечной целью этого этапа является обеспечение функционирования фильтра в реальном времени при минимальных потерях качества обработки сигналов;
- проверка моделированием в нереальном (на симуляторе) и реальном (на эмуляторе) времени работоспособности фильтра и соответствия его характеристик заданным требованиям.

Результаты проверки моделированием могут оказать влияние на изменение ряда решений от выбора структурной схемы вплоть до задания новых требований.

Наиболее сложным и ответственной процедурой является задача синтеза цифрового фильтра. Ее решение и рассматривается в данном дипломном проекте.

1.2 Синтез цифровых фильтров

Требования к цифровым фильтрам могут формулироваться как во временной, так и в частотной областях, что определяется назначением фильтра.

Во временной области требования могут задаваться к импульсной или переходной характеристике фильтра при широких допусках к частотным свойствам фильтра. Так, согласованные с сигналом фильтры, используемые при оптимальном приёме дискретных сигналов, целиком определяются импульсной характеристикой, вид которой задаётся сигналом, с которым фильтр согласован. Фильтры, входящие в состав высокоскоростных систем обработки сигналов, критичных к длительности переходных процессов, удобнее описывать переходными характеристиками.

Требования к фильтрам, предназначенным для частотной селекции сигналов (такие фильтры называются также частотно-избирательными), получившим наибольшее распространение в информационной технике, обычно формулируются в частотной области. При этом чаще всего они могут предъявляться:

- только к АЧХ или характеристике ослабления (затухания) без каких-либо ограничений на форму ФЧХ;
- одновременно к виду АЧХ и ФЧХ. Например, возможен синтез КИХ фильтров с заданной формой АЧХ и линейной ФЧХ. Также возможна ситуация, когда требуется обеспечить определённый частотно-зависимый (а в некоторых случаях – постоянный фазовый сдвиг) при обеспечении постоянства АЧХ на всех частотах.

При задании требований в частотной области сами частоты могут задаваться как абсолютными значениями (f [Гц], $\omega = 2\pi f$ [рад/с]), так и относительными или нормированными $f_0 = f/f_d$, $\omega_0 = 2\pi f/f_d$, где f_d – частота дискретизации.

Идеальный вид АЧХ частотно-избирательных фильтров имеет вид, показанный на рисунке 1: 1а – фильтр нижних частот (ФНЧ); 1б – фильтр верхних частот (ФВЧ); 1в – полосовой пропускающий фильтр (ППФ); 1г – полосовой заграждающий (режекторный) фильтр (ПЗФ).

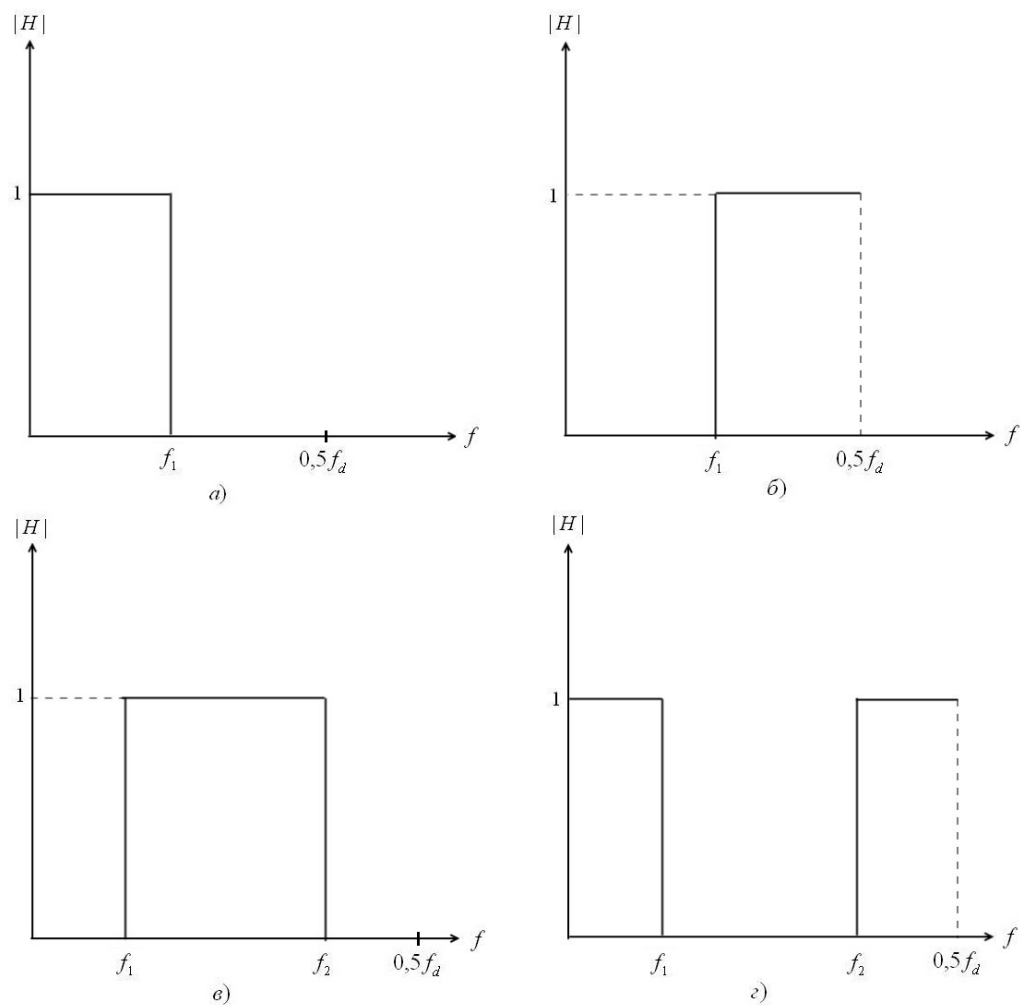


Рисунок 1 – Идеальный вид АЧХ частотно-избирательных фильтров

Однако фильтры с такими характеристиками являются физически нереализуемыми. Как показано на рисунке 2, АЧХ реальных фильтров отличаются наличием конечной переходной полосы $\Delta f = f_2 - f_1$ (и $\Delta f = f_3 - f_4$ для ППФ и ПЗФ), а также тем, что в полосах пропускания и непропускания

имеют место отклонения величины $|H|$ от номиналов (единичного и нулевого), характеризуемые значениями неравномерностей АЧХ в полосе пропускания Δ_{π} и непропускания $\Delta_{\text{н}}$. Величины Δf , Δ_{π} и $\Delta_{\text{н}}$ однозначно связаны с порядком фильтра nf , определяющим сложность его реализации.

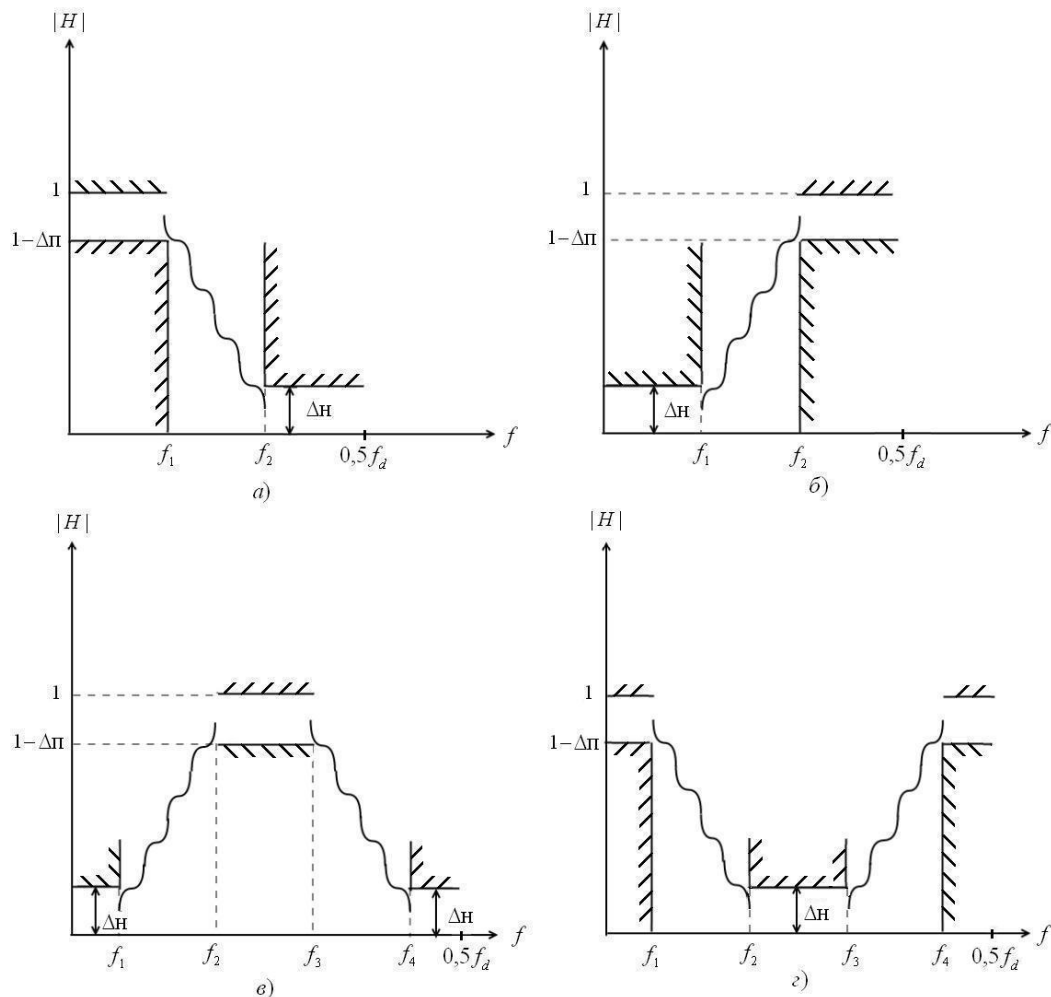


Рисунок 2 – АЧХ реальных фильтров

Задание требований на синтез цифрового фильтра начинается с определения типа избирательности фильтра (ФНЧ, ФВЧ и т.д.) и выбора частоты дискретизации f_d . Значение f_d должно быть таким, чтобы все характерные частоты (f_1 , f_2 для ФНЧ и ФВЧ и f_1 , f_2 , f_3 , f_4 для ППФ и ПЗФ) находились внутри главного значения периода частотных характеристик, т.е. в диапазоне $0 \div f_d/2$.

Требования к виду АЧХ (после выбора типа фильтра) включают в себя задание значений всех характерных частот, определяющих ширину:

- полосы пропускания (диапазона частот: от 0 до f_1 для ФНЧ рисунок 2 а; от f_2 до $f_d/2$ для ФВЧ рисунок 2 б; от f_2 до f_3 для ППФ рисунок 2 в; от 0 до f_1 и от f_4 до $f_d/2$ для ПЗФ рисунок 2 б);
- полосы задерживания или непропускания (диапазона частот: от f_2 до $f_d/2$ для ФНЧ рисунок 2 а; от 0 до f_1 для ФВЧ рисунок 2 б; от 0 до f_1 и от f_4 до $f_d/2$ для ППФ рисунок 2 в; от f_2 до f_3 для ПЗФ рисунок 2 б);
- переходных полос фильтра (диапазоны частот: от f_1 до f_2 для ФНЧ и ФВЧ рисунок 2 а, 2 б; от f_1 до f_2 и от f_3 до f_4 для ППФ и ПЗФ рисунок 2 в, 2 г).

Далее задаются допустимые отклонения величины $|H|$ от номиналов (единичного и нулевого), характеризующие значениями неравномерностей АЧХ в полосе пропускания Δ_n и непропускания Δ_{π} . В переходных полосах требования к виду АЧХ не предъявляются.

Отметим, что показанная на рисунке 2 ситуация, когда отклонение $|H|$ от номинала в полосе пропускания является односторонним (т.е. направленным в сторону уменьшения значения $|H|$ по сравнению с единичным номиналом) характерна лишь для БИХ фильтров. Для КИХ фильтров в полосе пропускания неравномерность Δ_n располовинивается и значения $|H|$ “пульсируют” с амплитудой $\Delta_n/2$ вокруг единичного номинала. Этот эффект иллюстрируется рисунок 3 на примере ФНЧ.

Причина, по которой АЧХ БИХ-фильтра в полосе пропускания не превышает 1, объясняется особенностями наиболее распространённого метода их расчёта, основанного на использовании аналогового фильтра-прототипа. Данное обстоятельство приводит к тому, что при желании синтезировать БИХ фильтр с теми же допусками, что и КИХ фильтр, необходимо задавать в полосе пропускания допустимое отклонение АЧХ

$$\Delta_{п\text{ БИХ}} = 2\Delta_{п\text{ КИХ}}.$$

АЧХ в виде, показанном на рисунке 1 – 3, отражает зависимость коэффициента передачи фильтра $|H|$ от частоты f . При этом $|H|$ при каждом значении f представляет собой безразмерную величину, которую можно трактовать как отношение амплитуд выходного и входного гармонических сигналов фильтра с частотой f . (Напомним, что реакцией линейного фильтра на гармонический входной сигнал с частотой f , является также гармонический



Рисунок 3 – Неравномерность АЧХ фильтров с КИХ и БИХ

входной сигнал с той же самой частотой, отличающийся от входного лишь значениями амплитуды и фазы). Вместе с тем, в ряде случаев оказывается удобным задавать значение $|H|$ в логарифмических единицах. При этом АЧХ превращается в характеристики ослабления или затухания, определяемые следующим образом:

характеристика ослабления

$$a(f) = 20 \lg(|H|);$$

характеристика затухания

$$a(f) = -20 \lg(|H|).$$

В обоих случаях величина $a(f)$ измеряется в децибелах (дБ).

Вид этих характеристик для ФНЧ, АЧХ которого приведена на рисунке 3, показан на рисунке 4 причём на рисунке 4а изображена характеристика ослабления, а на рисунке 4б – характеристика затухания.

1.3 Теория и расчёт КИХ фильтров

1.3.1 Свойства КИХ фильтров. Типы КИХ фильтров со строго-линейной ФЧХ

Наиболее важными достоинствами КИХ фильтров являются возможность обеспечения простыми средствами строгой линейности их ФЧХ, а также то, что подобные фильтры всегда устойчивы. К числу их недостатков относится то, что при аппроксимации АЧХ с острыми срезами (т.е. с узкими переходными полосами) порядок фильтра должен быть значительно выше, чем у БИХ фильтров.

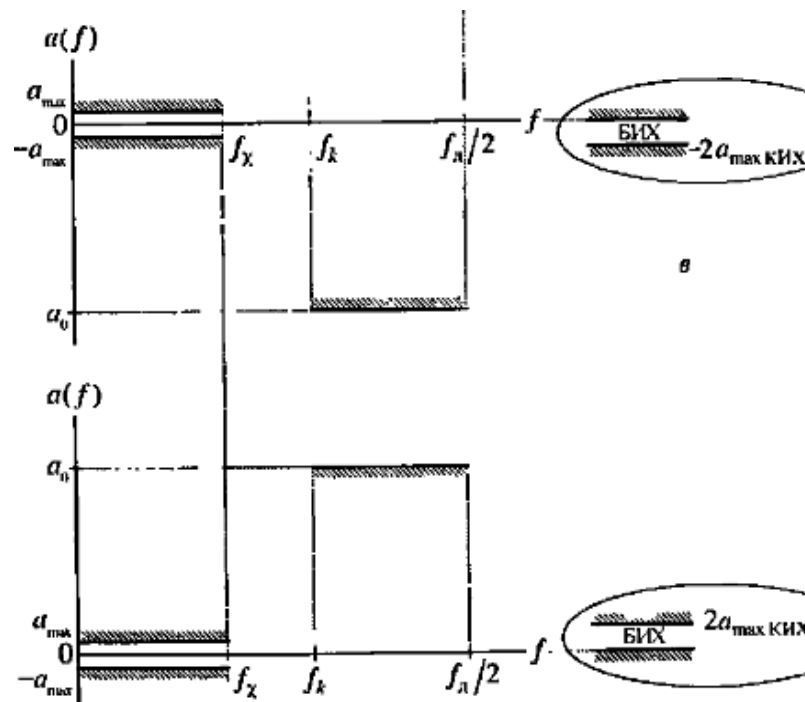


Рисунок 4 – Характеристики ослабления и затухания

Условием линейности ФЧХ КИХ фильтров является определённая симметрия отсчётов импульсной характеристики $h(n)$ фильтра. В зависимости от вида этой симметрии и чётности или нечётности порядка фильтра N различают четыре типа КИХ фильтров с линейной ФЧХ.

Первый тип – фильтры с симметричной импульсной характеристикой, нечётное N .

Условие симметрии импульсной характеристики $h(n)$ записывается в виде:

$$h(n) = h(N - 1 - n); \quad (1)$$

при этом ФЧХ фильтра определяется выражением

$$\varphi(\omega) = -\alpha \omega \quad -\pi \leq \omega \leq \pi, \quad (2)$$

где

$$\alpha = \frac{N-1}{2} \Delta t - \quad (3)$$

задержка сигнала на выходе фильтра относительно сигнала на его входе, равная целому числу шагов дискретизации Δt .

Возможная импульсная характеристика такого фильтра для случая $N = 9$ ($\alpha = 4\Delta t$) показана на рисунке 5. Центр симметрии характеристики приходится на 4-й отсчёт.

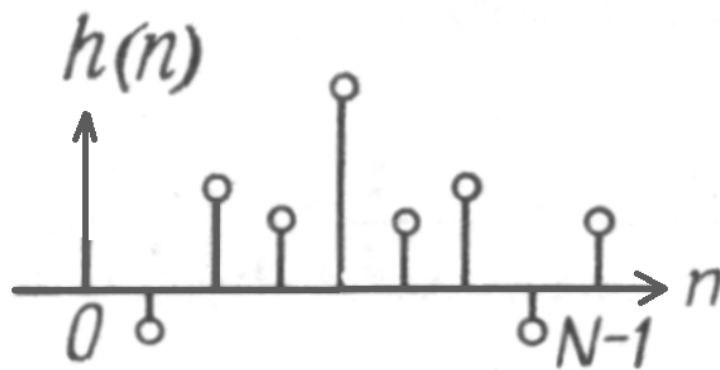


Рисунок 5 – Импульсная характеристика фильтра с КИХ

Частотная характеристика подобных фильтров на нормированных круговых частотах 0 и π имеет ненулевые значения, определяемые значениями отсчётов $h(n)$. Поэтому данный тип фильтров может быть использован для реализации фильтров любой избирательности, а именно: ФНЧ, ФВЧ, ППФ, ПЗФ и многочастотных полосовых и режекторных фильтров. (ЧХ фильтра с $h(n)$ приведенной на рисунке 5, имеет вид, показанный на рисунке 6, и соответствует ФНЧ).

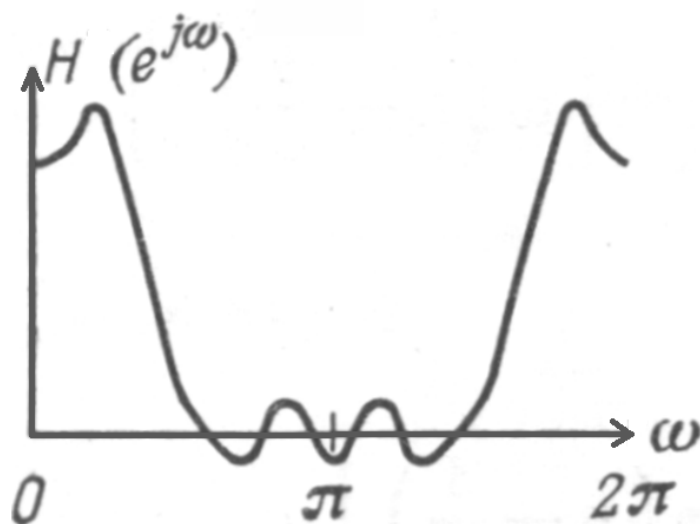


Рисунок 6 – ЧХ фильтра с $h(n)$, показанной на рисунке 5

Второй тип – фильтры с симметричной импульсной характеристикой, чётное N .

Условие симметрии импульсной характеристики $h(n)$ в этом случае по-прежнему записывается в виде (1), а ФЧХ $\phi(\omega)$ и вносимая задержка α

определяются выражениями (2) и (3). Однако теперь задержка α составляет нецелое число шагов дискретизации Δt . Например, для фильтра с $N = 8$ $\alpha = 3,5\Delta t$. Это означает, что центр симметрии импульсной характеристики лежит посередине между отсчётами. (рисунок 7)

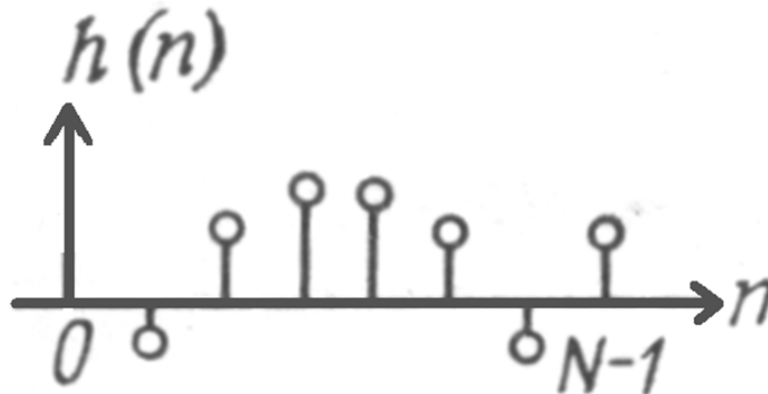


Рисунок 7 – Симметричная импульсная характеристика фильтра с КИХ

Можно показать, что частотная характеристика фильтров этого типа на нормированной круговой частоте π обязательно имеет нулевое значение независимо от вида $h(n)$. Поэтому фильтры данного типа могут быть использованы только для построения ФНЧ и ППФ. (ЧХ фильтра с $h(n)$ приведенной на рисунок 7, имеет вид, показанный на рисунок 8, и соответствует ФНЧ)

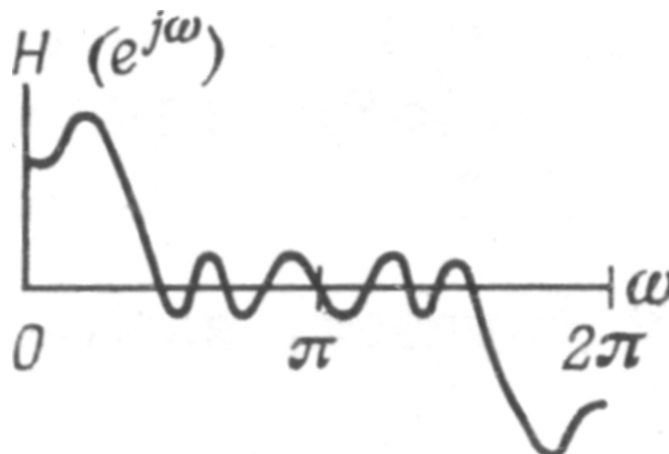


Рисунок 8 – ЧХ фильтра с $h(n)$, показанной на рисунке 7

Третий тип – фильтры с антисимметричной импульсной характеристикой, нечётное N .

Условие симметрии импульсной характеристики $h(n)$ в этом случае

принимает вид:

$$h(n) = -h(N-1-n); \quad (4)$$

при этом ФЧХ фильтра определяется выражением

$$\varphi(\omega) = \beta - \alpha \omega \quad -\pi \leq \omega \leq \pi, \quad (5)$$

где

$$\alpha = \frac{N-1}{2} \Delta t - \quad (6)$$

задержка сигнала на выходе фильтра относительно сигнала на его входе, равная целому числу шагов дискретизации Δt ;

$\beta = \pi/2$ – постоянный фазовый сдвиг всех гармонических составляющих входного сигнала, не зависящий от их частоты.

Следует отметить, что в соответствии с условием (4),

$$h\left(\frac{N-1}{2}\right) = -h\left(\frac{N-1}{2}\right) = 0.$$

Возможный вид импульсной характеристики фильтров этого типа с $N = 9$ приведён на рисунок.9.

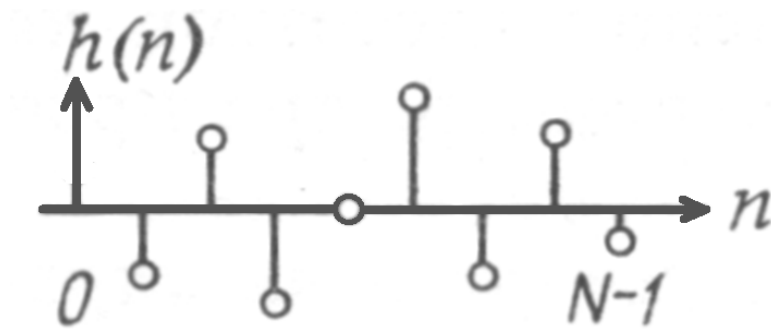


Рисунок 9 – Асимметричная импульсная характеристика

Частотная характеристика фильтров этого типа на нормированных круговых частотах 0 и π обязательно имеет нулевые значения независимо от вида $h(n)$. Поэтому фильтры данного типа могут быть использованы только для построения ППФ. Однако, поскольку ФЧХ (5) на всех частотах сохраняет сдвиг на $\pi/2$, фильтры этого типа используются при синтезе преобразователей Гильберта и дифференциаторов. (ЧХ фильтра с $h(n)$ приведенной на рисунке 9, имеет вид, показанный на рисунке 10)

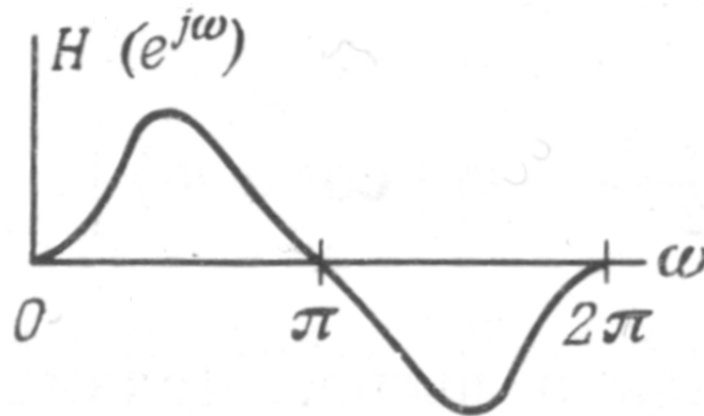


Рисунок 10 – ЧХ фильтра с $h(n)$, показанной на рисунке 9

Четвёртый тип – фильтры с антисимметричной импульсной характеристикой, чётное N .

Условие симметрии импульсной характеристики $h(n)$ и ФЧХ фильтра в этом случае по-прежнему определяются выражениями (4–6). Однако теперь (также как и у фильтров типа 2) задержка α составляет нецелое число шагов дискретизации Δt , т.е. центр симметрии импульсной характеристики лежит посередине между отсчётами (рисунок 11, $N = 8$).

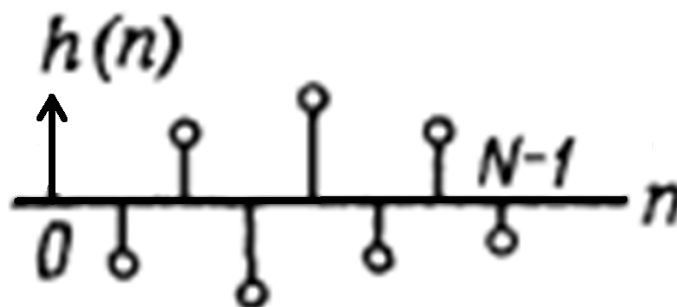


Рисунок 11 – Импульсная характеристика фильтра с центром

симметрии между отсчетами

Можно показать, что частотная характеристика фильтров этого типа на нормированной круговой частоте 0 обязательно имеет нулевое значение независимо от вида $h(n)$. Поэтому фильтры данного типа могут быть использованы только для построения ФВЧ и ППФ. Поскольку ФЧХ (5) на всех частотах сохраняет сдвиг на $\pi/2$, фильтры этого типа обычно используются при синтезе преобразователей Гильберта и дифференциаторов. (ЧХ фильтра с $h(n)$ приведенной на рисунок 11, имеет вид, показанный на рисунок 12)

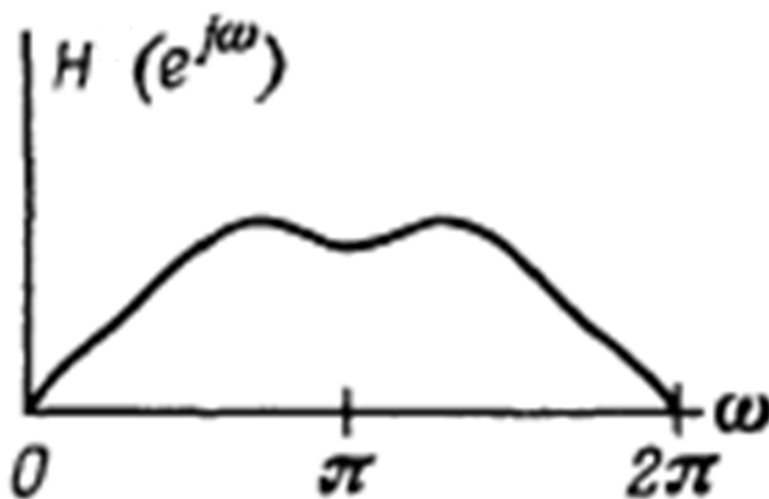


Рисунок 12 - ЧХ фильтра с $h(n)$, показанной на рисунке 11

1.3.2 Структурные схемы КИХ-фильтров с линейной ФЧХ

Симметричность импульсной характеристики КИХ-фильтров с линейной ФЧХ позволяет практически в 2 раза уменьшить число умножителей при их реализации в виде трансверсальной структуры. Уменьшение числа умножителей приводит к сокращению вычислительных затрат на реализацию фильтра, а также к уменьшению собственного шума фильтра, обусловленного погрешностями квантования.

Идею сокращения числа умножений проиллюстрируем на конкретном примере. Построим структурную схему фильтра типа 1 при $N = 9$. Поскольку коэффициенты b_n разностного уравнения КИХ-фильтра равны отсчётам его импульсной характеристики, в соответствии с (1), в рассматриваемом случае

имеем: $b_n = b_{8-n}$. С учётом этого передаточную функцию фильтра

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n z^{-n} = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4} + b_5 z^{-5} + b_6 z^{-6} + b_7 z^{-7} + b_8 z^{-8}$$

,

объединив слагаемые с одинаковыми коэффициентами можно записать в виде:

$$H(z) = b_0 + b_1 (z^{-1} + z^{-7}) + b_2 (z^{-2} + z^{-6}) + b_3 (z^{-3} + z^{-5}) + b_4 z^{-4}.$$

Соответствующая ей структурная схема фильтра показана на рисунке 13 (только коэффициент b_2 и b_4 должны быть со знаками +).

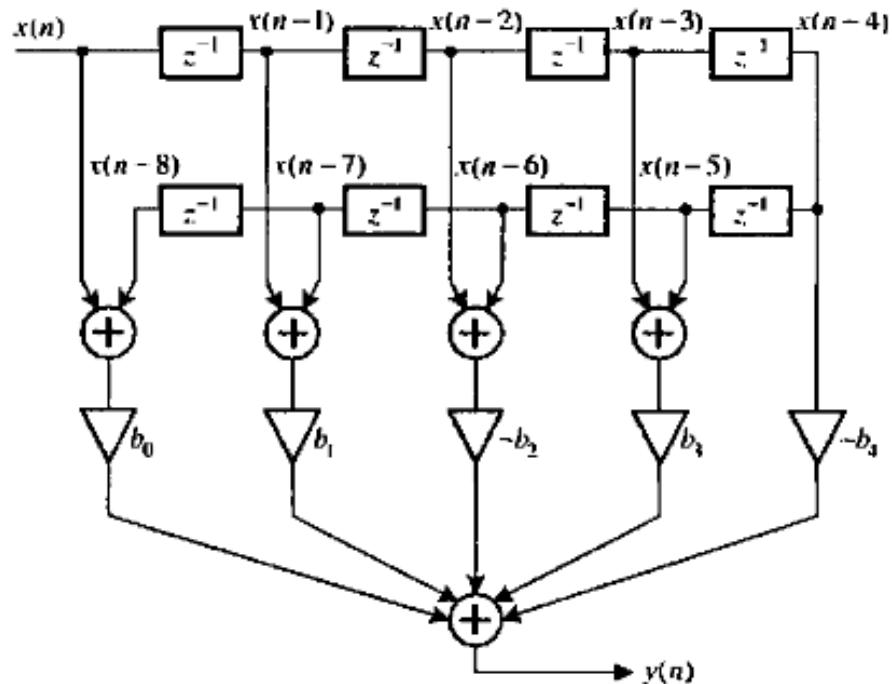


Рисунок 13 – Структурная схема КИХ фильтров с линейной ФЧХ

Полученная структура требует выполнения лишь 5 умножений вместо 9 в обычном трансверсальном фильтре. В общем случае при нечётном N и симметричной $h(n)$ (т.е. для фильтров типа 1) число умножений таким

образом сокращается с N до $\frac{N+1}{2}$. При антисимметричной $h(n)$ и нечётном N (т.е. для фильтров типа 3) число умножений становится равным $\frac{N-1}{2}$, поскольку, как отмечалось выше, в этом случае центральный отсчёт $h\left(\frac{N-1}{2}\right) = b_{\frac{N-1}{2}} = 0$.

Аналогичные структуры КИХ-фильтров типов 2 и 4, имеющих чётное N , требуют выполнения $N/2$ умножений.

1.3.3 Методы расчёта КИХ фильтров с линейной ФЧХ

Среди различных методов расчёта КИХ фильтров с линейной ФЧХ наибольшее применение в различных приложениях получили два «классических»: метод взвешивания и метод оптимального по Чебышеву синтеза. Отметим, что в любом случае, поскольку отсчёты импульсной характеристики, а, следовательно, и коэффициенты разностного уравнения, фильтра обладают рассмотренной выше симметрией, достаточно определить лишь половину коэффициентов фильтра, что упрощает процедуру расчёта.

1.3.4 Расчёт КИХ фильтров методом взвешивания

Метод взвешивания является наиболее простым из всех известных подходов к расчёту фильтра, который хотя и не позволяет синтезировать оптимальные в каком-либо смысле фильтры, но дает вполне приемлемые для практики результаты. Сущность этого метода заключается в следующем. Поскольку частотная характеристика любого цифрового фильтра $H(e^{j\omega})$ является периодической функцией частоты с периодом $\omega_{0д} = 2\pi$, ее можно представить в виде ряда Фурье

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n) e^{-i\omega n}, \quad (7)$$

где коэффициенты ряда

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (8)$$

совпадают с отсчётами импульсной характеристики цифрового фильтра, т.е. с его искомыми коэффициентами. Однако использование соотношений (7) и (8) для проектирования КИХ-фильтров сопряжено с двумя трудностями. Во-первых, получаемая на основе (7) импульсная характеристика фильтра имеет бесконечную длину, поскольку суммирование в (7) производится в бесконечных пределах. Во-вторых, рассчитываемый таким образом фильтр физически нереализуем, так как импульсная характеристика начинается в $-\infty$ и никакая конечная задержка не сделает его каузальным. Итак, фильтр, рассчитываемый на основе представления функции $H(e^{j\omega})$ рядом Фурье (7) с коэффициентами (8) является физически нереализуемым БИХ-фильтром. Возможным методом получения на его основе КИХ-фильтра, аппроксимирующего заданную функцию $H(e^{j\omega})$ является усечение бесконечного ряда Фурье (7) до N отсчётов. Однако простое усечение импульсной характеристики приводит к так называемому явлению Гиббса, иллюстрируемому рисунке 14 и заключающемуся в появлении выбросов и пульсаций определённого уровня (а также переходной полосы) в аппроксимируемой частотной характеристике.

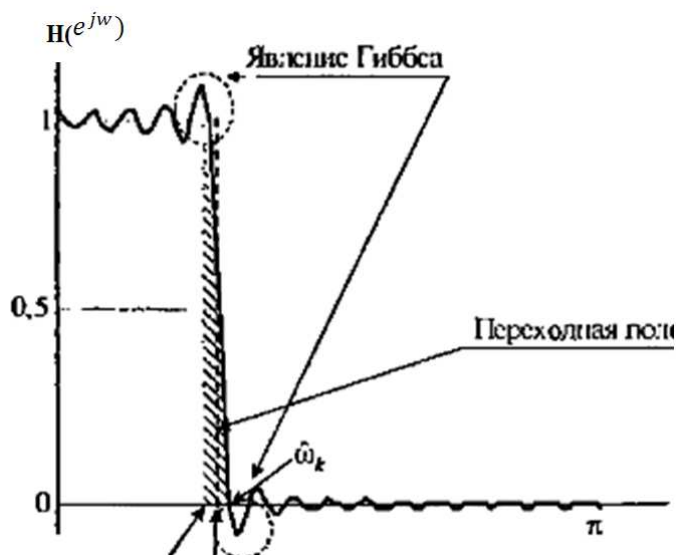


Рисунок 14 – Графическая иллюстрация явления Гиббса

Например, при аппроксимации стандартных фильтров типа ФНЧ амплитуда пульсаций АЧХ составляет около 9% и не уменьшается с увеличением длины импульсной реакции, т.е. учет все большего числа членов ряда Фурье не приводит к уменьшению максимальной амплитуда пульсаций. Вместо этого по мере увеличения N уменьшается ширина выброса. Поэтому простое усечение $h(n)$ в большинстве случаев не приводит к приемлемой аппроксимации требуемых характеристик.

Для уменьшения амплитуда пульсаций усечение импульсной реакции производят а использованием весовой последовательности конечной длины $w(n)$, называемой временным окном. При этом процедура взвешивания сводится к умножению отсчёта $h(n)$, получаемого из (8), на соответствующий отсчёт $w(n)$. Метод взвешивания иллюстрируется рисунке 015.

Сверху показаны заданная периодическая частотная характеристика $H(e^{j\omega})$ и соответствующие ей (т.е. вычисленные по формуле (8)) отсчёты $h(n)$. Ниже показана весовая последовательность конечной длины $w(n)$ (справа) и её спектр $W(e^{j\omega})$ (слева). Чтобы получить КИХ-аппроксимацию функции $H(e^{j\omega})$, формируется последовательность $\hat{h}(n) = h(n)w(n)$, отсчёты которой равны нулю з-а пределами интервала $-M \leq n \leq M$. На третьей паре графиков изображены последовательность $\hat{h}(n)$ (справа) и её преобразование Фурье $\hat{H}(e^{j\omega})$, равное круговой свёртке функций $H(e^{j\omega})$ и $W(e^{j\omega})$, поскольку $\hat{h}(n)$ является произведением $h(n)$ и $w(n)$. Внизу (справа) приведена каузальная последовательность $g(n)$, которая равна задержанной последовательности $\hat{h}(n)$ и может быть использована в качестве искомой импульсной характеристики фильтра.

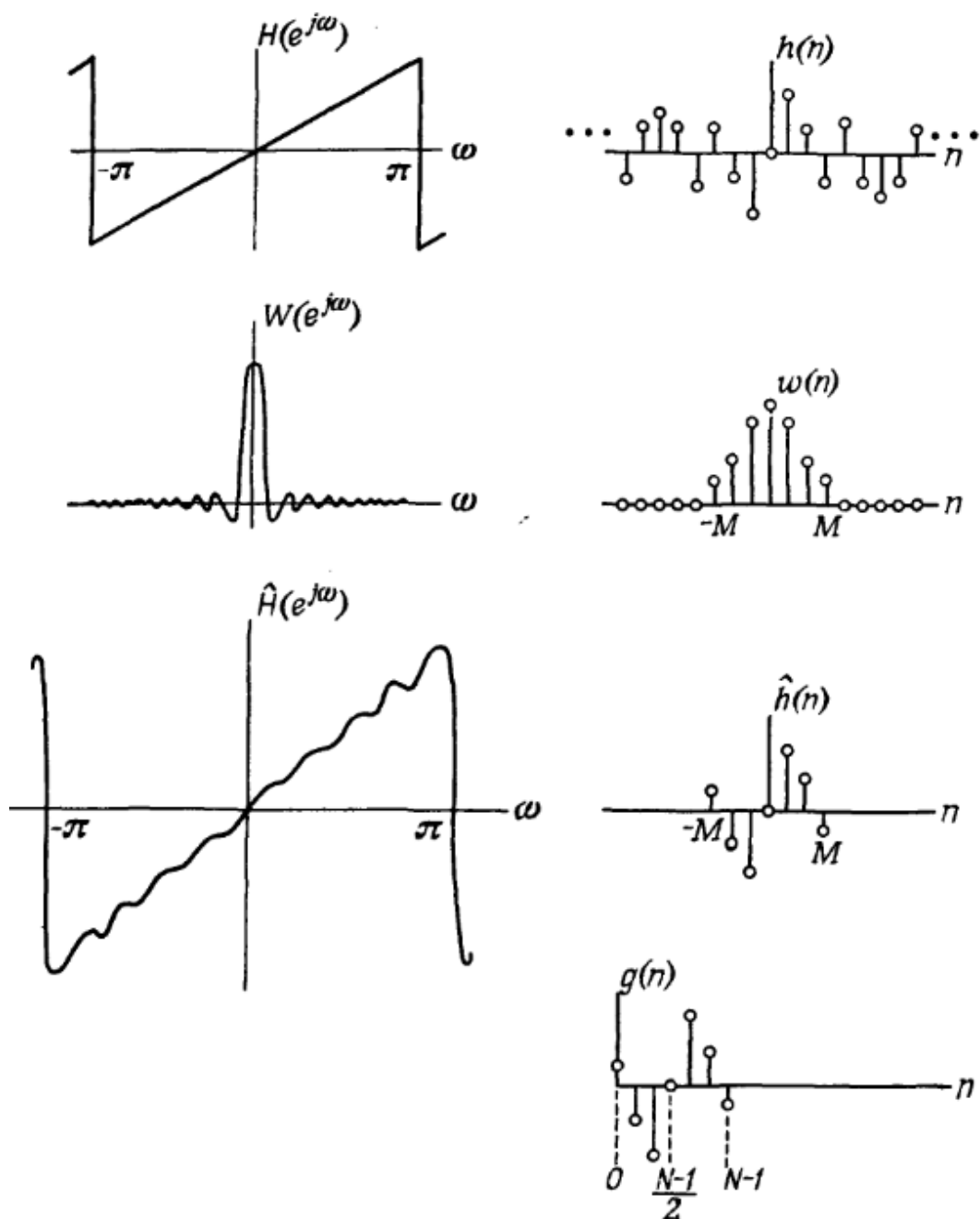


Рисунок 15 – Графическая иллюстрация идеи, заложенной в основу метода взвешивания

Как видно, весовая последовательность $w(n)$ модифицирует коэффициенты Фурье в формуле (7) и улучшает сходимость ряда. Из рисунка видно влияние взвешивания импульсной реакции фильтра на его частотную характеристику. Прежде всего по обе стороны от точек разрыва появляются переходные полосы. Ширина их обусловлена шириной главного лепестка частотной характеристики окна.

Кроме того, на всех частотах ω (или соответствующих им приведённых частотах ω_0) возникают ошибки аппроксимации, имеющие вид пульсаций частотной характеристики, амплитуда которых зависит от энергии, содержащейся в боковых лепестках функции $W(e^{j\omega})$.

Поскольку последовательность $w(n)$ симметрична относительно своего центрального отсчета, взвешивание коэффициентов фильтра не влияет на линейность его ФЧХ.

Основные требования, предъявляемые к функции окна, таковы:

- ширина главного лепестка частотной характеристики окна, содержащего по возможности большую часть общей энергии, должна быть малой;
- энергия боковых лепестков функции $W(e^{j\omega})$ должна быстро уменьшаться при приближении приведённой круговой частоты ω_0 к π (т.е. к окончанию главного значения периода).

В частности, при расчёте частотно-селективных фильтров (ФНЧ, ФВЧ, ППФ, ПЗФ) расширение главного лепестка соответствует расширению переходной полосы между полосами пропускания и непропускания, а уменьшения уровня боковых лепестков соответствует меньшим пульсациям в полосе пропускания и лучшему подавлению в полосе непропускания фильтра.

Существуют различные типы окон: Хэнинга, Хемминга, Блэкмана, Ланцоша, Кайзера, Дольфа-Чебышева и др. Окно Дольфа-Чебышева является оптимальным и обеспечивает минимальную ширину главного лепестка $W(e^{j\omega})$ при фиксированном уровне боковых лепестков. Однако его использование сопряжено со сложными вычислениями, поскольку вид этого окна не выражается с помощью простых функций в замкнутой форме (что нивелирует главное достоинство метода взвешивания – простоту расчётов), Окно Кайзера является оптимальным в том смысле, что оно представляет последовательность конечной длины, которая имеет

минимум энергии спектра за пределами некоторой заданной частоты. При одном и том же порядке фильтра оно обеспечивает лучшие характеристики, по сравнению с другими перечисленными выше окнами, при этом вид этого окна во временной области выражается через модифицированные функции Бесселя первого типа нулевого порядка, сложность вычисления которых с применением современных компьютеров является приемлемой. Поэтому в современных специализированных программах по расчёту фильтров используется это окно.

Однако ни одно из оптимальных окон не позволяет получить оптимальную (например, в минимаксном смысле) аппроксимацию произвольной частотной характеристики, т.к. получаемая при их использовании ЧХ является результатом свёртки частотных характеристик окна и идеального фильтра с усечённой импульсной характеристикой. Т.о., несмотря на наличие оптимальных окон, оптимальных фильтров, которые рассчитывались бы с их помощью, не существует.

1.3.5 Метод оптимального по Чебышеву синтеза КИХ-фильтров

Простота расчёта коэффициентов передаточной функции методом взвешивания сопряжена с получением фильтров высоких порядков даже при умеренных требованиях к виду АЧХ и, в частности, к ширине переходной полосы, которая полностью зависит от выбранного окна. На практике обычно требуется не только жёстко фиксировать все граничные частоты при обеспечении небольших допустимых отклонений АЧХ от 1 и 0 соответственно, но и получить фильтр наименьшего порядка, удовлетворяющий заданным требованиям и ограничениям.

Одним из наиболее удачных и распространенных подходов к решению этой задачи является метод оптимального по Чебышеву синтеза КИХ-фильтров. Данный метод обеспечивает расчёт КИХ-фильтра с линейной ФЧХ при условии минимизации максимального значения

ошибки аппроксимации АЧХ в полосах пропускания и непропускания, ограничиваемых заданными частотами. При этом порядок рассчитанных таким образом фильтров, удовлетворяющих заданным требованиям, оказывается минимальным.

На рисунке 16 приведены требуемая АЧХ полосового фильтра $H(f)$, заданная в полосе пропускания и в полосе задерживания, и аппроксимирующая функция $A(f)$ с равновеликими пульсациями (чебышевская аппроксимация):

$$A(f) = \sum_{m=0}^K C_m \cos(2\pi m f).$$

Точками обозначены экстремумы этой функции.

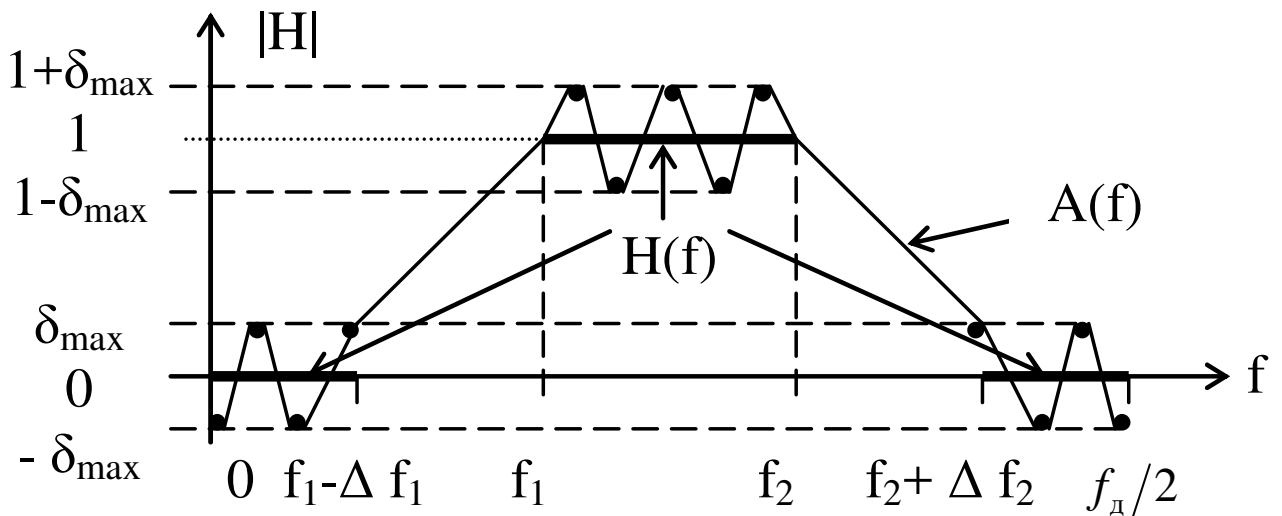


Рисунок 16 – Графическая иллюстрация метода

Сформируем взвешенную функцию ошибки:

$$\delta(f) = |g(f)(H(f) - A(f))|.$$

Функция $g(f)$ представляет собой весовую функцию, регулирующую точность аппроксимации. В интервале изменения f , где эта функция больше, точность аппроксимации ниже. Пусть

$$g(f) = \begin{cases} G_1 & \text{при } f_1 \leq f \leq f_2 \\ G_2 & \text{при } 0 \leq f \leq f_1 - \Delta f_1 \\ G_3 & \text{при } f_2 + \Delta f_2 \leq f \leq f_d/2 \end{cases}$$

Тогда, если $G_2 > G_1$, пульсации АЧХ в полосе задерживания будут больше пульсаций в полосе пропускания. При $G_1 > G_2$, наоборот, увеличиваются пульсации в полосе пропускания.

Теорема Чебышева утверждает, что в случае оптимального решения (т.е. решения, обеспечивающего минимум максимального отклонения δ) ошибка $\delta(f)$ имеет по крайней мере $K + 2$ экстремума. Обозначим через $f_{N_i} = f_i/f_d$, где $i = 0, 1, K, K + 1$, нормированные частоты экстремумов.

На этих частотах должно выполняться условие

$$g(f_{N_i})(H(f_{N_i}) - A(f_{N_i})) = (-1)^i \delta_{\max}, \text{ где } i = 0, 1, K, K + 1.$$

Приведенные соотношения представляют собой систему $K + 2$ линейных уравнений с $K + 2$ неизвестными, из которых $K + 1$ неизвестная – коэффициенты C_m аппроксимирующей функции $H(f)$, а $(K + 2)$ -ая – неизвестная ошибка $\delta_{\max}$.

Трудность решения задачи состоит в том, что частоты чебышевских максимумов f_{N_i} неизвестны.

Поэтому сначала произвольно выбирают $K + 2$ значения частот, решают приведенную систему уравнений, находят C_m и $\delta_{\max}$ и анализируют ошибку аппроксимации во всем интервале частот. Если в некоторых точках фактическая ошибка превосходит $\delta_{\max}$, то выбирают новое множество экстремальных частот путем рассмотрения $K + 2$ точек, где эта ошибка максимальна и имеет чередующийся знак.

В этой процедуре значение $\delta_{\max}$ на каждом шаге возрастает и, в конце концов, сходится к своей верхней границе.

По найденным таким образом коэффициентам C_m определяют коэффициенты передаточной функции фильтра, имеющей вид:

$$H(z) = \sum_{j=0}^{2K} b_j z^{-j}, \text{ как}$$

$$\begin{cases} b_j = b_{2K-j} = C_m/2, j = m & - \text{ для фильтров ттипо 1 и 2} \\ b_j = C_m/2, b_{2K-j} = -b_j, j = m & - \text{ для фильтров ттипо 3 и 4} \end{cases}$$

Описанная итерационная процедура известна под названием второго алгоритма Ремеза. В соответствии с этим алгоритмом написана машинная программа, нашедшая широкое применение при расчете фильтров. В зарубежной литературе этот алгоритм называют алгоритмом Паркса-Маклеллана, впервые применивших его для расчёта оптимальных КИХ-фильтров.

1.4 Методы расчета рекурсивных фильтров

В том случае, когда линейность ФЧХ фильтра не играет роли, а необходимо обеспечить лишь заданную форму АЧХ, имеющую узкие переходные полосы, более эффективными являются БИХ-фильтры (БИХ–бесконечная импульсная характеристика). Требуемое решение задачи аппроксимации при этом достигается при значительно более низком порядке фильтра, что существенно сокращает реализационные затраты.

В отличие от КИХ-фильтров, не имеющих аналогов в области непрерывных систем, для расчёта БИХ-фильтров широко используются методы, основанные на преобразовании аналогового фильтра в цифровой, удовлетворяющий заданным требованиям. Это связано, во-первых, с тем, что теория проектирования аналоговых фильтров в настоящее время хорошо разработана, и, во-вторых, с существованием достаточно простых и эффективных методов определения характеристик цифрового фильтра по характеристикам аналогового фильтра-прототипа. Одним из таких методов, получившим наибольшее распространение при расчёте стандартных частотно-избирательных фильтров (ФНЧ, ФВЧ, ППФ, ПЗФ),

ввиду его простоты и некоторых других преимуществ, является метод билинейного преобразования передаточной функции $K(p)$ аналогового фильтра-прототипа в соответствующую передаточную функцию $H(z)$ цифрового БИХ-фильтра.

В основе этого метода лежит известное соотношение между комплексной переменной преобразования Лапласа p и комплексной переменной z -преобразования z , которое имеет вид:

$$z = e^{k_1 p},$$

откуда

$$p = \frac{1}{k_1} \ln z, \quad (9)$$

где $k_1 = \text{const}$.

Однако воспользоваться непосредственно этим соотношением для перехода от $K(p)$ к $H(z)$ нельзя, так как простая подстановка (9) в выражение для $H(z)$ приведёт к иррациональной функции $H(z)$, которая не может быть реализована в дискретных линейных системах. Поэтому для обеспечения возможности перехода от $K(p)$ к $H(z)$ необходимо аппроксимировать функцию (9) рациональной функцией. Это можно сделать, воспользовавшись разложением в ряд Тэйлора:

$$p = \gamma \left[\frac{z-1}{z+1} + \frac{1}{3} \frac{(z-1)^3}{(z+1)^3} + \frac{1}{5} \frac{(z-1)^5}{(z+1)^5} + K \right],$$

где $\gamma = \text{const}$.

Ограничиваясь одним слагаемым этого разложения, имеем:

$$p = \gamma \frac{z-1}{z+1}. \quad (10)$$

Полученное преобразование называется билинейным (т.к. содержит в числителе и знаменателе 2 линейные функции от z).

Покажем, что билинейное преобразование преобразует устойчивый аналоговый фильтр в устойчивый цифровой. Для этого выразим из (10) z через p и подставим в полученное выражение комплексную переменную преобразования Лапласа в виде $p = \sigma + j\omega$. В результате имеем:

$$z = \frac{\gamma + \sigma + j\omega}{\gamma - \sigma - j\omega},$$

откуда

$$|z| = \sqrt{\frac{(\gamma + \sigma)^2 + \omega^2}{(\gamma - \sigma)^2 + \omega^2}}. \quad (11)$$

Как известно, все полюсы $K(p)$ устойчивого аналогового фильтра расположены в левой половине p -плоскости, т.е. имеют отрицательную действительную часть. Из выражения (11) следует, что при всех $\sigma < 0$ в z -плоскости $|z| < 1$. Т.о., полюсы $K(p)$ устойчивого аналогового фильтра в результате билинейного преобразования отображаются в полюсы $H(z)$ цифрового фильтра, расположенные внутри единичной окружности, что в свою очередь является условием устойчивости цифрового фильтра.

Для того, чтобы установить степень соответствия между частотными характеристиками аналогового фильтра-прототипа (АФ) и синтезируемого цифрового фильтра (ЦФ), найдём связь между частотами Ω АФ и ω ЦФ. Известно, что при переходе от p -плоскости к z -плоскости мнимая ось,

определяемая уравнением

$$p = j \Omega \quad (12)$$

трансформируется в единичную окружность, уравнение которой выглядит так:

$$z = e^{j \omega \Delta t}. \quad (13)$$

Подставляя (12 и (13) в (10), получаем

$$j \Omega = \gamma \frac{e^{j \omega \Delta t} - 1}{e^{j \omega \Delta t} + 1},$$

откуда имеем:

$$\Omega = \gamma \operatorname{tg} \left(\frac{\omega \Delta t}{2} \right). \quad (14)$$

Соотношение (14) позволяет сделать следующие выводы:

- зависимость между частотами Ω АФ и ω ЦФ монотонна, т.е. $\Omega_1 < \Omega_2$ соответствует $\omega_1 < \omega_2$. Это говорит о том, что общий вид частотной характеристики ЦФ повторяет общий вид частотной характеристики АФ. Если, с увеличением частоты значение АЧХ $|K(j\Omega)|$ АФ увеличивается, то то же будет происходить и с АЧХ $|H(e^{j\omega})|$ ЦФ;
- зависимость между частотами нелинейна. Это приводит к деформации частотных характеристик (рисунок 17);
- вся ось частот Ω $(-\infty \div \infty)$ отображается в диапазон $|\omega| < \frac{\pi}{\Delta t} = 0,5 \omega_d$, поэтому эффекта наложения частот, обусловленного

периодичностью характеристик ЦФ не возникает.

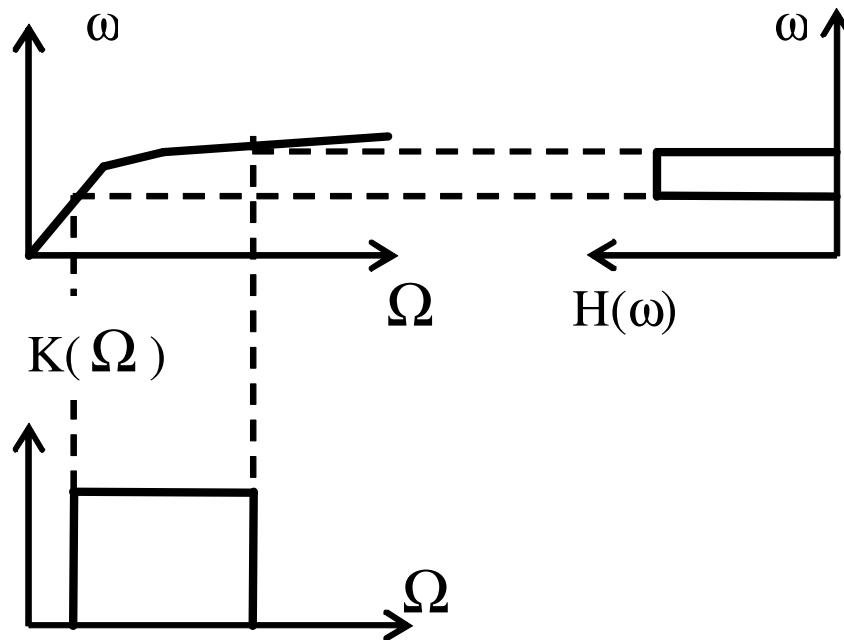


Рисунок 17 - Зависимость между частотами Ω АФ и ω ЦФ

Итак, применение билинейного преобразования приводит к деформации частотной характеристики фильтра. Однако при проектировании фильтров с кусочно-постоянными АЧХ (ФНЧ, ФВЧ, ППФ, ПЗФ) эффект деформации частот может быть очень просто скомпенсирован. Действительно, если совокупность исходных частот ЦФ (ω_1 и ω_2 на рисунке 17) известна, по формуле (14) можно вычислить соответствующие им значения Ω_1 и Ω_2 . Задаваясь этими значениями, можно рассчитать соответствующий аналоговый фильтр. Выполнив билинейное преобразование этого фильтра, т.е. подставив в выражение для $K(p)$ значение p , определяемое (10), получим передаточную функцию ЦФ, характерные частоты которого будут совпадать с заданными.

Т.о., синтез ЦФ методом билинейного преобразования включает в себя расчёт соответствующего АФ. Независимо от типа синтезируемого ЦФ задача расчёта АФ обычно сводится к определению передаточной функции аналогового ФНЧ, ширина переходной полосы которого и

значения неравномерностей АЧХ в полосах пропускания и задерживания соответствуют заданным на проектирования данным. Другие модификации фильтра-прототипа (ФВЧ, ППФ, ПЗФ) могут быть получены на его основе с помощью частотных преобразований, описываемых известными формулами. Возможен и другой подход, при котором аналоговый ФНЧ, сначала преобразуется в цифровой, а затем над последним выполняются необходимые частотные преобразования. При этом, объединяя формулы, описывающие билинейное и необходимые частотные преобразования, получают результаты, называемые обобщённым билинейным преобразованием.

В заключение кратко охарактеризуем 4 основных типа аналоговых фильтров, используемых при билинейном преобразовании в качестве фильтра-прототипа. К ним относятся фильтры Баттерворта (В), Чебышева (Т), инверсные фильтры Чебышева (И) и эллиптические фильтры (С), называемые также фильтрами Золотарёва-Кауэра. Вид АЧХ $|H(\Omega)|$ и характеристик ослабления $a(\Omega)$ 4-х перечисленных типов фильтров показан на рисунке 18.

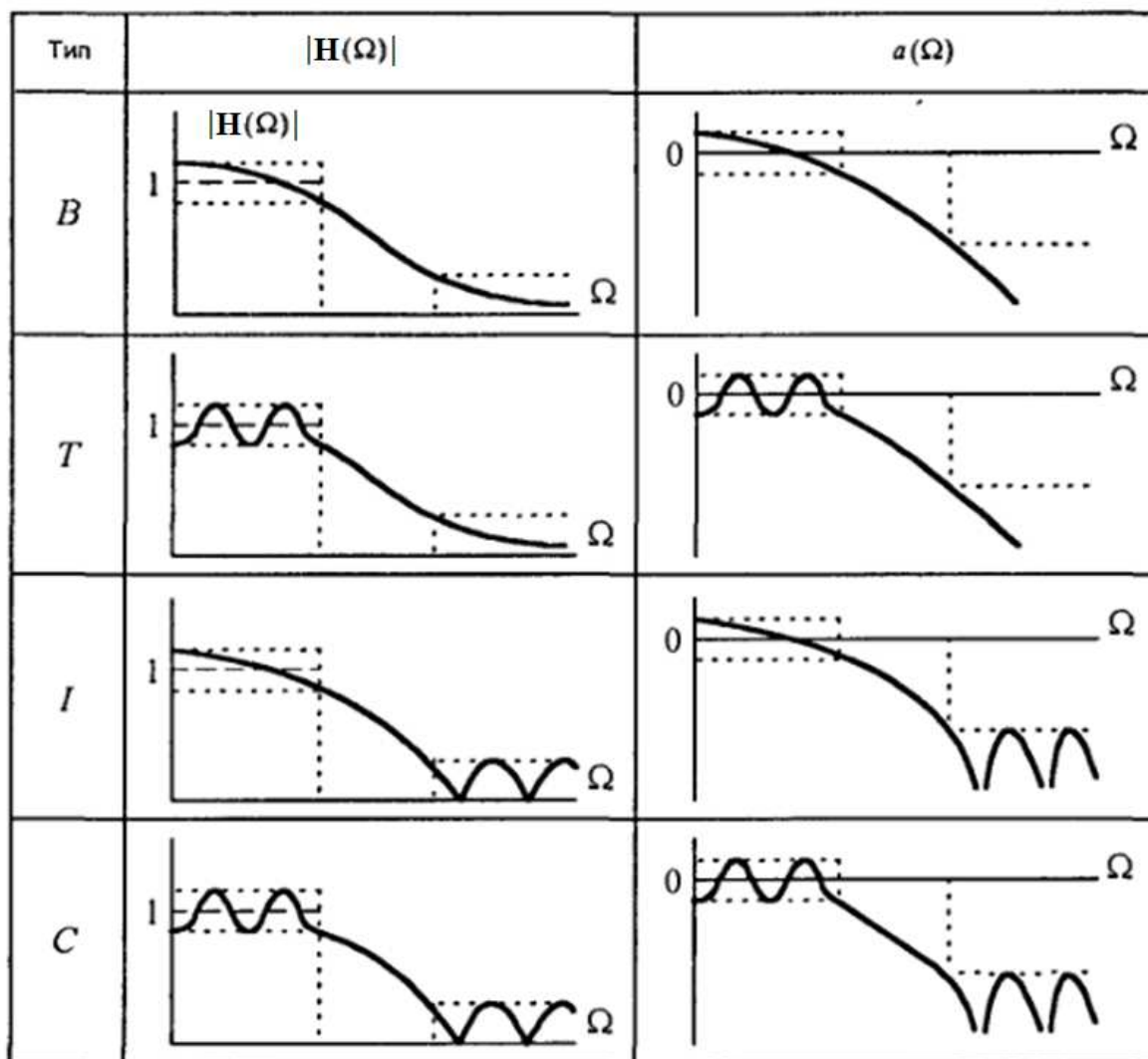


Рисунок 18 – АЧХ основных типов аналоговых фильтров

Фильтры Баттерворта характеризуются монотонной (максимально-плоской) АЧХ; фильтры Чебышева 1 (тип Т) имеют равноволновую АЧХ в полосе (полосах) пропускания и монотонную в полосе (полосах) задерживания; фильтры Чебышева 2 (инверсные фильтры Чебышева, тип І) имеют равноволновую АЧХ в полосе (полосах) задерживания и монотонную в полосе (полосах) пропускания; Золотарёва-Кауэра или эллиптические фильтры (тип С) характеризуются равноволновой АЧХ в полосах пропускания и задерживания. Фильтры Чебышева 1 порядка N оптимальны в том смысле, что не существует какого-либо другого фильтра N -го порядка, содержащего только полюсы, который имел бы такие же или лучшие характеристики и в полосе пропускания, и в полосе

задерживания. Иначе говоря, если какой-либо фильтр N -го порядка, содержащий только полюсы, имеет в полосе пропускания лучшие характеристики по сравнению с фильтром Чебышева 1 порядка N , то в полосе задерживания характеристики этого фильтра будут хуже, чем у фильтра Чебышева 1. Аналогичным свойством оптимальности обладают и эллиптические фильтры, обеспечивая при этом лучшие характеристики и отличаясь лишь тем, что их передаточные функции имеют не только полюсы, но и нули, что несколько усложняет их реализацию. Соотношения между частотными характеристиками и порядками этих типов фильтров представлены дальше. Там же производится их сопоставление.

2 Разработка программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и постоянным групповым временем прохождения (ГВП)

2.1 Разработка программы расчета устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и постоянным ГВП

В программной среде Scilab для расчёта нерекурсивных ФНЧ, ФВЧ, ППФ и ПЗФ), оптимальных по минимаксному критерию (обеспечивающему минимизацию максимальных значений Δ_n и Δ_n), предусмотрена функция *eqfir*, которая записывается в виде:

$$[hn] = eqfir(nf, bedge, des, wate),$$

где *nf*, *bedge*, *des*, *wates* – задаваемые на проектирование параметры фильтра;

[*hn*] – полученный в результате расчёта и возвращаемый вектор отсчётов импульсной характеристики проектируемого фильтра, совпадающих с коэффициентами описывающего его разностного уравнения.

Параметр *nf* определяет порядок рассчитываемого фильтра;

параметр *bedge* задаёт характерные частоты желаемой АЧХ фильтра и определяется как матрица (размером 3×2 для ППФ и ПЗФ, или 2×2 для ФВЧ и ФНЧ). Строки матрицы содержат по два элемента, представляющих собой значения относительных частот, соответствующих началу и концу очередного фрагмента кусочно-постоянной АЧХ (т.е. полосы пропускания или непропускания);

параметр *des* определяет тип рассчитываемого фильтра и задаётся в виде 3-х (для ППФ и ПЗФ) или 2-х (для ФВЧ и ФНЧ) компонентного вектора, каждая составляющая которого представляет собой значение идеальной АЧХ в соответствующей полосе частот;

параметр *wate* определяет соотношение неравномерностей Δ_n и Δ_n различных фрагментов кусочно-постоянной АЧХ. Он задаётся в виде 3-х (для

ППФ и ПЗФ) или 2-х (для ФВЧ и ФНЧ) компонентного вектора, каждая составляющая которого представляет вес неравномерности АЧХ в соответствующей полосе частот.

Рассмотрим два примера использования команды *eqfir* применительно к поставленным задачам.

Рассчитываем ППФ, предназначенный для работы на частоте дискретизации $f_d = 7200$ Гц, со строго линейной ФЧХ и следующими параметрами АЧХ: $f_1 = 720$ Гц, $f_2 = 1008$ Гц, $f_3 = 2304$ Гц; $f_4 = 2592$ Гц; $\Delta_n \equiv \Delta_n$; минимальная неравномерность АЧХ $\delta \leq 3,5\%$.

Зададимся первоначальным значением порядка рассчитываемого фильтра $nf = 35$. Как будет видно из приводимых ниже рассуждений, в процессе расчёта и анализа полученных характеристик фильтра это значение может быть изменено.

Вычисляем относительные значения характерных частот АЧХ фильтра:

$$f_{01} = f_1/f_d = 720 / 7200 = 0,1; \quad f_{02} = f_2/f_d = 0,14; \quad f_{03} = f_3/f_d = 0,32 \quad \text{и}$$

$$f_{04} = f_4/f_d = 0,36.$$

Исходя из полученных результатов определяем матрицу *bedge* как *bedge* = [0,1;.14;.32;.36,.5]. Отметим, что в среде Scilab при обозначении десятичных дробей указание нуля перед точкой, отделяющей дробную часть числа, необязательно. Совокупность цифр, разделяемых запятой (или пробелом) образуют строки матрицы, знак «;» означает переход на новую строку. Таким образом, в каждой строке матрицы *bedge* представлены две цифры, определяющие относительные частоты начала и конца фрагмента АЧХ, имеющего постоянное значение (0 или 1). (рассмотрение частотных характеристик (ЧХ) цифровых фильтров, осуществляется на главном значении периода ЧХ, включающем диапазон частот $0 \div 0,5 f_d$, или в относительных частотах $0 \div 0,5$. Поэтому началом первого и концом последнего фрагментов АЧХ являются значения 0 и 0,5.) Разность между первым элементом (числом) последующей строки и последним предыдущей в матрице *bedge* (например, $0,14 - 0,1 = 0,04$ и

$0.36 - 0.32 = 0.04$) определяет ширину переходной полосы фильтра Δf . В этой области частот осуществляется переход от полосы не пропускания к полосе пропускания или наоборот. В рассматриваемых вычислениях значения характерных частот фильтра выбраны такими, что ширина обеих переходных полос оказалась одинаковой. Выполнение данного условия не является обязательным при формулировании требований к АЧХ полосового фильтра.

Вид идеальной АЧХ фильтра типа ППФ, указывает на то, что вектор des в рассматриваемой задаче должен быть определён как $des = [0,1,0]$. Это означает, что АЧХ имеет три кусочно-постоянных фрагмента, на первом из которых её значение равно нулю, на втором – единице и на третьем – нулю.

Вектор $wate$ имеет ту же размерность, что и вектор des . Соотношение элементов вектора $wate$ определяет соотношение неравномерностей $\Delta_{н1}$ и $\Delta_{н2}$ АЧХ проектируемого фильтра в соответствующих полосах частот, причём на участке АЧХ, где весовая функция больше, неравномерность меньше и наоборот. Если задать $wate = [1,2,1]$, то погрешность АЧХ в полосе пропускания $\Delta_{п}$ будет в 2 раза меньше, чем $\Delta_{з}$ в обеих полосах не пропускания. При этом с учётом заданного на проектирование ограничения $\delta \leq 3,5\%$ или $\Delta = \delta/100 \leq 0,035$, будут должны выполняться соотношения: $\Delta_{н1} \leq 0,035 \cdot 2 = 0,07$, $\Delta_{п} \leq 0,035$, $\Delta_{н2} \leq 0,035 \cdot 2 = 0,07$, где $\Delta_{н1}$ и $\Delta_{н2}$ – неравномерности АЧХ в первой и второй полосах не пропускания фильтра. Поскольку в рассматриваемой задаче безотносительно к номеру полосы не пропускания задано условие $\Delta_{п1} \cong \Delta_{п2}$ (т.е. фильтр является однородным), весовой вектор $wate$ нужно задать в виде: $wate = [1,1,1]$.

Как отмечалось выше, величины Δf , $\Delta_{п1}$ и $\Delta_{п2}$ однозначно связаны с порядком фильтра nf , причём при уменьшении Δf при заданном порядке фильтра nf увеличиваются значения $\Delta_{п1}$ и $\Delta_{п2}$. К сожалению, в среде Scilab отсутствует команда или функция, которая позволяла бы по заданным значениям $\Delta f_{пер}$ и δ определить порядок фильтра nf . Поэтому при расчёте

фильтров обычно задаются значениями $\Delta f_{\text{пер}}$ и nf , а затем, анализируя АЧХ, определяют $\Delta_{\text{п}}$ и $\Delta_{\text{н}}$. Если $\Delta_{\text{п}}$ и $\Delta_{\text{н}}$ превышают допустимые значения, задаваемые δ и вектором $wate$, увеличивают nf и вновь повторяют расчёт. Аналогично, в ситуации, когда определённые на этапе анализа АЧХ значения $\Delta_{\text{п}}$ и $\Delta_{\text{н}}$ оказываются существенно меньшими заданных на проектирование, необходимо уменьшить nf и произвести повторный расчёт. Как будет показано ниже, порядок рассматриваемого в данном примере фильтра был выбран удачно и необходимость проведения дополнительного расчёта в данном случае отсутствует.

Значения всех перечисленных переменных являются аргументами команды $eqfir(pf, bedge, des, wate)$. Результатом выполнения этой команды является вектор hn коэффициентов проектируемого фильтра, представляющих собой коэффициенты b_k описывающего его разностного уравнения, которое имеет вид:

$$y(n \Delta t) = \sum_{k=0}^{np-1} b_k x[(n-k) \Delta t], \quad (15)$$

где $x(n \Delta t)$ и $y(n \Delta t)$ – отсчёты соответственно входного и выходного сигналов фильтра на n -м шаге дискретизации $\Delta t = 1/f_d$; $b_k = hn(k+1)$ при $k = \overline{0, np-1}$. Существуют различные подходы к построению структурных схем нерекурсивных фильтров. Наиболее распространённой является схема, построенная непосредственно по виду уравнения (15) при $np = N$, показанная на рисунок 19. Она называется прямой формой, а нерекурсивный фильтр, реализованный таким образом, называется трансверсальным фильтром.

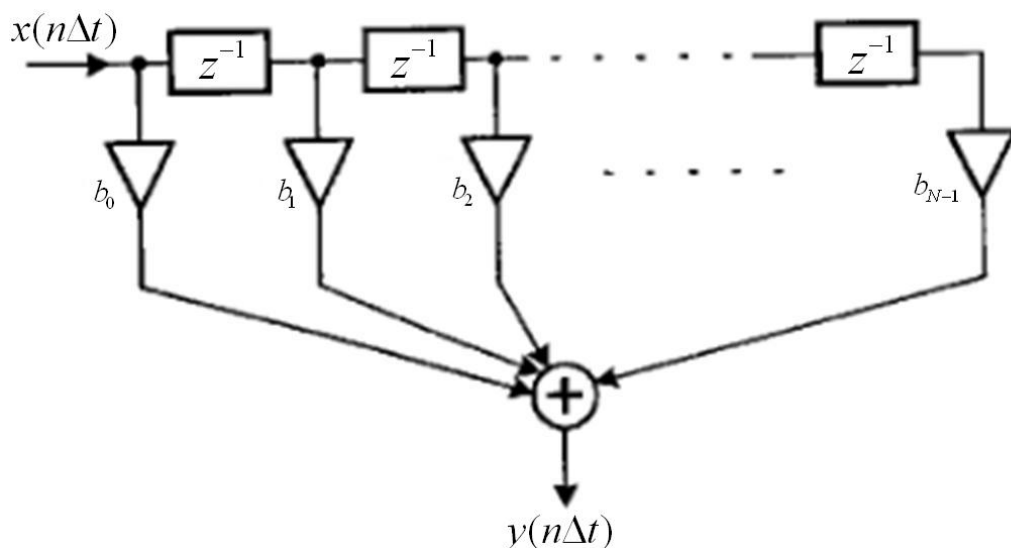


Рисунок 19 – Структурная схема синтезируемого фильтра

На схеме каждый элемент с обозначением z^{-1} обеспечивает задержку поступающего на его вход отсчёта на время Δt ; треугольниками обозначены умножители поступающих на их входы отсчётов на указанные рядом значения b_k ; обозначение $\oplus$ присвоено сумматору, осуществляющему сложение всех его входных сигналов.

Таким образом, фрагмент программы, позволяющей рассчитать ППФ, удовлетворяющий заданным на проектирование в примере 1 требованиям, имеет вид:

```
nf = 35 ;//задали порядок рассчитываемого фильтра
```

```
bedge = [0,.1;.14,.32;.36,.5] ;//задали значения характерных частот ППФ
```

```
des = [0,1,0] ;//задали вид идеальной АЧХ ППФ
```

```
wate = [1,1,1] ;//задали весовой вектор
```

```
hn = eqfir(nf,bedge,des,wate) ;//вычислили коэффициенты ППФ
```

Рассчитываем ФНЧ, предназначенный для работы на частоте дискретизации $f_d = 10000$ Гц, со строго линейной ФЧХ и следующими параметрами АЧХ: $f_1 = 1600$ Гц, $f_2 = 2200$ Гц, $\Delta_n \cong 2 \Delta_s$; минимальная неравномерность АЧХ $\delta \leq 1,9\%$.

Зададимся первоначальным значением порядка рассчитываемого фильтра $nf = 25$. Отметим, что поскольку полосовой фильтр можно рассматривать как совокупность последовательно включенных ФНЧ и ФВЧ с разными частотами среза, порядок ФНЧ или ФВЧ при аналогичных требованиях к частотным характеристикам фильтра выбирается в два раза меньшим порядка полосового фильтра. Однако в рассматриваемой задаче требования к минимальной неравномерности АЧХ δ предъявляются значительно жёстче, чем в предыдущем, что и обуславливает указанный выше выбор значения nf .

Относительные значения характерных частот АЧХ фильтра в данном случае равны: $f_{01} = f_1/f_d = 0,16$; $f_{02} = f_2/f_d = 0,22$, поэтому матрица $bedge$ принимает вид: $bedge = [0,16;22,5]$.

Вид идеальной АЧХ фильтра типа ФНЧ, показанный на рисунок 1а, указывает на то, что вектор des в рассматриваемой задаче должен быть определён как $des = [1,0]$.

В отличие от предыдущего решения, проектируемый фильтр должен быть неоднородным, поскольку соотношение неравномерностей АЧХ в полосах пропускания Δ_{Π} и непропускания Δ_{Σ} должно удовлетворять условию: $\Delta_{\Pi} \cong 2 \Delta_{\Sigma}$. В связи с этим весовой вектор $wate$ нужно задать в виде $wate = [2,1]$.

Таким образом, фрагмент программы, позволяющей рассчитать ФНЧ, удовлетворяющий заданным на проектирование в примере 2 требованиям, имеет вид:

```
nf = 25 ;//задали порядок рассчитываемого фильтра
bedge = [0,16;22,5];//задали значения характерных частот ФНЧ
des = [1,0] ;// задали вид идеальной АЧХ ФНЧ
wate = [1,2] ;// задали весовой вектор
hn _ fnch = eqfir(nf , bedge , des , wate) // вычислили коэффициенты ФНЧ
```

Структурная схема рассчитанного фильтра также будет иметь вид, показанный на рисунке 1, изменятся лишь значения коэффициентов $b_i, i = \overline{0, N-1}$, определяемых также, как и в предыдущем примере по компонентам возвращаемого командой *eqfir* вектора *hn*. Корректность выбора значения $nf = 25$ будет проверена на этапе построения и анализа АЧХ.

2.2 Разработка программы для расчёта и анализа частотных характеристик проектируемых фильтров

В процессе расчёта частотных характеристик необходимо оценить АЧХ и ГВП проектируемых фильтров.

Для определения АЧХ целесообразно воспользоваться командой *frmag*, которая записывается в виде:

$$[hf, fr] = \text{frmag}(hz, nn),$$

где *hz*, *nn* – задаваемые для расчёта АЧХ параметры;

hf, *fr* – возвращаемые (т.е. полученные в результате расчёта) величины.

Параметр *hz* задаёт вектор коэффициентов полиномов передаточной функции фильтра. Поскольку у нерекурсивных фильтров знаменатель передаточной функции равен единице, роль вектора *hz* выполняет в данном случае вектор *hn* коэффициентов проектируемого фильтра;

параметр *nn* определяет количество отсчётов АЧХ, вычисляемых на главном значении периода частотных характеристик (т.е. в диапазоне частот $\overline{0, f_d/2}$).

Возвращаемые данной командой величины представляют собой:

hf – полученный в результате расчёта вектор отсчётов АЧХ;

fr – вектор относительных частот, на которых вычислены содержащиеся в *hf* отсчёты АЧХ.

Для определения ГВП в среде *scilab* предусмотрена команда *group*, записываемая в виде:

$$[tg, fr] = group (nn, hz),$$

где hz, nn – задаваемые для расчёта ГВП параметры, имеющие тот же смысл, что и описанные выше одноимённые параметры функции $frmag$;

tg, fr – возвращаемые командой $group$ величины, представляющие собой:

tg – полученный в результате расчёта вектор отсчётов ГВП;

fr – вектор относительных частот, на которых вычислены содержащиеся в tg отсчёты ГВП.

Для построения графиков полученных с использованием рассмотренных функций частотных характеристик целесообразно воспользоваться командами $subplot$ и $plot2d$.

С помощью команды $subplot$ графическое окно разделяется на "матрицу" из отдельных областей (подокон), в каждой из которых можно изобразить отдельный график. Синтаксис функции: $subplot (m, n, p)$, где параметры m, n, p – положительные целые числа. По этой команде графическое окно разбивается на матрицу размером $m \times n$ подокон и текущим выбирается окно с номером p . Непосредственно для построения графиков в каждом окне используется команда $plot2d$. В простейшем случае для этого достаточно записать: $plot2d(fr, hf)$, указав векторы значений аргумента (fr) и графически отображаемой функции (hf). При этом диапазон значений величин, откладываемых по осям координат графика, выбирается автоматически, исходя из значений fr и hf . Однако построенный таким образом график ГВП $tg = f(fr)$ оказывается неудачным, поскольку он отражает не тот факт, что значение tg на всех частотах остаётся постоянным, а иллюстрирует обусловленные погрешностями вычислений флуктуации этого значения.

Вместе с тем команда $plot2d$ обладает и дополнительными возможностями, некоторыми из которых целесообразно воспользоваться в

данной работе. В частности, при её использовании можно задать диапазон значений величин, откладываемых по осям координат графика, записав:

$$\text{plot2d}(fr, [hf], \text{rect} = [fr_min, hf_min, fr_max, hf_max]),$$

где fr_min и fr_max – соответственно минимальное и максимальное значения аргумента графически отображаемой функции $hf = f(fr)$, откладываемые по оси абсцисс графика; hf_min и hf_max – минимальное и максимальное значения самой функции, откладываемые по оси ординат. Как известно, прогнозируемое значение tg ГВП нерекурсивного фильтра связано с его порядком nf соотношением: $tg = (nf - 1)/2$. Поэтому при построении графика ГВП $tg = f(fr)$ на главном значении периода (т.е. при $fr_min = 0$ и $fr_max = 0,5$) целесообразно задавать следующий диапазон значений tg : $tg_min = 0$; $tg_max = (nf - 1) / 2 + 5$. Цифра 5 в последнем соотношении не является обязательной, однако при рассматриваемых в данной работе значениях nf она обеспечивает хорошее визуальное восприятие графиков.

Для того, чтобы создать на графике масштабную сетку необходимо воспользоваться командой *xgrid*.

Таким образом, фрагмент программы, позволяющей рассчитать частотные характеристики и построить их графики для рассчитанных в примерах 1 и 2 фильтров, имеет вид:

```
nn = 128 ;// задали число отсчётов графиков частотных характеристик
[hf, fr] = frmag(hn, nn); //определили АЧХ ППФ
subplot(2,2,1) //выбрали подокно №1 для построения графика АЧХ ППФ
plot2d(fr, hf); // построили график АЧХ ППФ
xgrid //создали масштабную сетку на графике АЧХ ППФ
[tr, fr] = group(nn, hn); // определили ГВП ППФ
subplot(2,2,2) // выбрали подокно №2 для построения графика ГВП ППФ
plot2d(fr, [tr], rect = [0,0,5, (nf - 1) / 2 + 5]) // построили график ГВП ППФ
```

```

xgrid//создали масштабную сетку на графике ГВП ППФ
[hf _ fnch, fr] = frmag(hn _ fnch, nn);//определили АЧХ ФНЧ
subplot(2,2,3)//выбрали подокно №3 для построения графика АЧХ ФНЧ
plot2d(fr, hf _ fnch);// построили график АЧХ ФНЧ
xgrid//создали масштабную сетку на графике АЧХ ФНЧ
[tg _ fnch, fr] = group(nn, hn _ fnch);// определили ГВП ФНЧ
subplot(2,2,4)// выбрали подокно №4 для построения графика ГВП ФНЧ
plot2d(fr, [tg _ fnch], rect = [0,0,.5, (nf - 1) / 2 + 5])//построили график ГВП
ФНЧ
xgrid//создали масштабную сетку на графике ГВП ФНЧ

```

Графики, построенные после выполнения данного фрагмента программы показывают, что ГВП рассчитанных фильтров не зависит от частоты (это говорит о строгой линейности их ФЧХ), а на всех кусочно-постоянных участках АЧХ имеют место пульсации (т.е. отклонения от номинальных значений). Для точной оценки максимальных значений неравномерности АЧХ рассчитанного в примере 1 ППФ можно воспользоваться следующим фрагментом программы:

```

aa = find(fr < .32);//определяем вектор aa номеров отсчётов вектора fr ,
//значения которых меньше верхней границы полосы пропускания;
bb = find(fr(aa) > .14);//определяем вектор bb номеров отсчётов вектора
// fr(aa), значения которых больше нижней границы полосы
пропускания; //вектор bb и будет представлять собой совокупность номеров
отсчётов векторов fr и hf , находящихся в полосе пропускания;
delta _ pr = max(abs(1 - hf(bb)));//определяем максимум модуля отклонения
//значений АЧХ в полосе пропускания от номинала, равного 1;
cc = find(fr < .1);// определяем вектор cc номеров отсчётов вектора fr ,
//значения которых меньше верхней границы первой полосы
непропускания;

```

$\text{delta_npr1} = \max(\text{abs}(\text{hf}(cc)))$; //определяем максимум модуля отклонения
 //значений АЧХ в первой полосе не пропускания от номинала, равного
 0;

$dd = \text{find}(fr > .36)$; //определяем вектор dd номеров отсчётов вектора fr ,
 //значения которых больше нижней границы второй полосы не пропускания;
 $\text{delta_npr2} = \max(\text{abs}(\text{hf}(dd)))$; //определяем максимум модуля отклонения
 //значений АЧХ во второй полосе не пропускания от номинала, равного
 0;

$\text{delta_npr} = \max(\text{delta_npr1}, \text{delta_npr2})$; //определяем максимум модуля
 //отклонения значений АЧХ в обеих полосах не пропускания.

Сравнивая наибольшее из рассчитанных таким образом значений delta_pr и delta_npr (для рассматриваемой задачи $\text{delta_pr} = 0.0332926$ и $\text{delta_npr} = 0.0331718$) с заданным на проектирование значением $\delta = 3,5\%$, можно сделать вывод о соответствии характеристик рассчитанного фильтра требованиям задания. В противном случае (при несоответствии) следует повторить расчёт ППФ, увеличив значение nf .

Если бы анализируемый в данном примере полосовой фильтр имел тип ПЗФ, то в приведённом выше фрагменте программы определяемые аналогичным образом векторы aa и bb соответствовали бы границам полосы не пропускания, значение неравномерности АЧХ в которой оценивается как $\text{delta_npr} = \max(\text{abs}(\text{hf}(u)))$. В свою очередь, векторы cc и dd , также определяемые аналогично, характеризовали бы границы двух полос пропускания, в каждой из которых неравномерность АЧХ оценивается как $\text{delta_pr1} = \max(\text{abs}(1 - \text{hf}(cc)))$ и $\text{delta_pr2} = \max(1 - \text{abs}(\text{hf}(dd)))$ с окончательным результатом $\text{delta_pr} = \max(\text{delta_pr1}, \text{delta_pr2})$.

Фрагмент программы, позволяющий осуществить точную оценку максимальных значений неравномерности АЧХ рассчитанного в примере 2 ФНЧ, выглядит следующим образом:

$aa = \text{find}(fr < .16)$; //определяем вектор aa номеров отсчётов вектора fr ,

//значения которых меньше верхней границы полосы пропускания;
 $delta_pr = \max(abs(1 - hf_fnch(aa)))$; // определяем максимум модуля
 //отклонения значений АЧХ в полосе пропускания от номинала, равного 1;
 $bb = find(fr > .22)$; //определяем вектор bb номеров отсчётов вектора fr ,
 //значения которых больше нижней границы полосы не пропускаения;
 $delta_npr = \max(abs(hf_fnch(bb)))$; // определяем максимум модуля
 //отклонения значений АЧХ во второй полосе не пропускаения от номинала,
 //равного 0;

Результатами проведённых таким образом вычислений являются значения $delta_pr_fnch = 0.0371898$ и $delta_npr_fnch = 0.01864561$. Они также соответствуют заданным на проектирование в примере 2 данным: $\Delta_n \cong 2 \Delta_n$; $\delta \leq 1,9\%$, поэтому приведённый выше расчёт коэффициентов ФНЧ можно считать окончательным. В противном случае (при несоответствии) следовало бы его повторить, увеличив значение nf .

При анализе характеристик ФВЧ определяемый аналогично вектор aa соответствует границе полосы не пропускаения, а вектор bb – полосы пропускаения. При этом $delta_npr = \max(abs(hf_fnch(aa)))$, а $delta_pr = \max(abs(1 - hf_fnch(bb)))$.

3 Разработка программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и минимальном порядке фильтра

3.1 Разработка программы для рекурсивных фильтров различных типов с кусочно постоянными АЧХ по заданным значениям границ полос пропускания и непропускания и неравномерности АЧХ в этих полосах частот

Расчёт рекурсивных фильтров различных типов с кусочно-постоянными АЧХ по заданным значениям границ полос пропускания и непропускания и неравномерности АЧХ в этих полосах частот в программной среде Scilab осуществляется на основе метода билинейного преобразования с использованием команды *eqiir*, которая записывается в виде:

$$[cells, fact, zzeros, zpoles] = eqiir(ftype, approx, om, deltap, deltas),$$

где *ftype, approx, om, deltap, deltas* – задаваемые на проектирование параметры фильтра;

[*cells, fact, zzeros, zpoles*]- возвращаемые (т.е. полученные в результате расчёта) величины, описывающие фильтр.

Параметр *ftype* определяет тип рассчитываемого фильтра и может принимать следующие значения:

'lp' – ФНЧ; 'hp' – ФВЧ; 'bp' – ППФ; 'sb' – ПЗФ;

параметр *approx* задаёт вид аппроксимации желаемой АЧХ фильтра и определяется как

'butt' – Баттерворта; 'ch1' – Чебышева 1; 'ch2' – Чебышева 2; 'ellip' – эллиптический;

параметр *om* задаётся в виде 4-компонентного вектора, каждая составляющая которого представляет собой значение относительной частоты среза (т.е частоты, соответствующей началу или концу полосы пропускания или задерживания), выраженной в радианах: $om = [\omega_{01}, \omega_{02}, \omega_{03}, \omega_{04}]$, где $\omega_{0i} = 2\pi f_{0i}$; $f_{0i} = f_i/f_d$; $i = \overline{1,4}$; f_d – частота дискретизации. При расчёте

фильтров типа 'lp' (ФНЧ) или 'hp' (ФВЧ) компоненты ω_{03} и ω_{04} не используются и могут заданы равными нулю;

параметры $deltap$ и $deltas$ определяют неравномерность АЧХ в полосах пропускания ($deltap$) и задерживания ($deltas$) и задаются в виде величин $\delta_p = \Delta_p/1$ и $\delta_s = \Delta_s/1$, определяемой как отношение максимально допустимого абсолютного отклонения Δ АЧХ от номинала в соответствующей полосе частот (т.е. от нуля в полосе задерживания Δ_s и от единицы в полосе пропускания Δ_p) к номинальному значению АЧХ в полосе пропускания.

Команда *eqiir* позволяет рассчитать передаточную функцию фильтра $H(z)$ в каскадной форме, т.е. в следующем виде:

$$H(z) = K H_1(z) H_2(z) \dots H_{nk}(z), \quad (16)$$

где $K = const$ – нормирующий множитель; $H_i(z)$ – передаточные функции звеньев первого и второго порядка; $nk = \begin{cases} np/2 & \text{при чётном } np \\ np/2 + 1 & \text{при нечётном } np \end{cases}$; np – порядок фильтра. Возвращаемые данной командой величины представляют собой: *cells* – вектор-строка, элементами которого являются передаточные функции звеньев первого и второго порядков $H_i(z)$, $i = \overline{1, nk}$; *fact* – нормирующий множитель K ; *zeros* и *poles* – векторы-строки, элементами которых являются соответственно нули и полюсы передаточной функции $H(z)$ рассчитанного фильтра.

Рассмотрим пример использования команды *eqiir* применительно к поставленной задаче. Был рассчитан нерекурсивный ППФ, предназначенный для работы на частоте дискретизации $f_d = 7200$ Гц, и следующими параметрами АЧХ: $f_1 = 720$ Гц, $f_2 = 1008$ Гц, $f_3 = 2304$ Гц; $f_4 = 2592$ Гц и неравномерностями АЧХ в полосах пропускания ($deltap$) и задерживания ($deltas$) равными $deltap = 0,0332926$ и $deltas = 0,0331718$. Определим

передаточную функцию эллиптического рекурсивного ППФ, обладающего аналогичной АЧХ. Фрагмент программы, позволяющей осуществить эту процедуру, имеет вид:

```
fd = 7200;
f1 = 720; f2 = 1008; f3 = 2304; f4 = 2592;
f01 = f1/fd; f02 = f2/fd; f03 = f3/fd; f04 = f4/fd;
om = [f01 * 2 * %pi, f02 * 2 * %pi, f03 * 2 * %pi, f04 * 2 * %pi];
deltap = .0332926; deltas = .0331718;
[cells _ ppf, fact _ ppf, zzeros _ ppf, zpoles _ ppf] = eqiir('bp', 'ellip', om, deltap, deltas);
```

Вывод на экран значений составляющих вектора *cells _ ppf* даёт:

$$\begin{aligned}
 & cells_ppf \\
 & ans = \\
 & \frac{1 + 1,3275302 z + z^2}{0,8330927 + 0,9017148 z + z^2} \\
 & \frac{1 + 1,8007976 z + z^2}{0,3902777 - 0,4025766 z + z^2} \\
 & \frac{1 - 1,8879651 z + z^2}{0,4418662 - 0,7714608 z + z^2} \\
 & \frac{1 - 1,5999961 z + z^2}{0,8583334 - 1,2721632 z + z^2} .
 \end{aligned}$$

Таким образом, передаточная функция рассчитанного фильтра $H(z)$ с точностью до нормирующего множителя *fact* представляет собой произведение передаточных функций четырёх звеньев второго порядка, возвращённых в качестве компонент вектора *cells* (что соответствует последовательной или каскадной структуре фильтра, реализуемой в виде последовательного соединения этих звеньев):

$$H(z) = C H_1(z) H_2(z) H_3(z) H_4(z)$$

где $C = fact$; $H_i(z) = cells(i)$, $i = \overline{1,4}$. При этом порядок рассчитанного эллиптического фильтра $np = 4 \cdot 2 = 8$. (Отметим, что порядок нерекурсивного

ППФ с аналогичной АЧХ, был равен 35.) Структурная схема фильтра с передаточной функцией $H(z)$ имеет вид, показанный на рисунок 20.

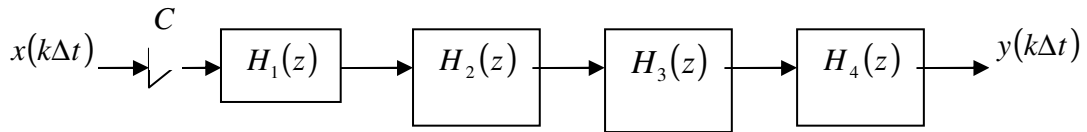


Рисунок 20 – Структурная схема фильтра с каскадной $H(z)$

Входящие в эту схему звенья с передаточными функциями вида

$$H_i(z) = cells(i) = \frac{1 + b_{i1}z + z^2}{a_{i2} + a_{i1}z + z^2}, \quad i = \overline{1,4} \quad \text{обычно реализуются в виде}$$

канонической структуры, которая показана на рисунке 21.

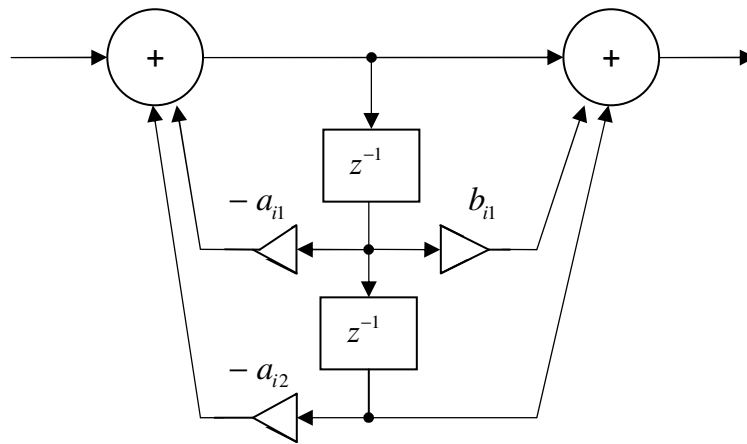


Рисунок 21 – Структурная схема типового звена

При расчёте передаточной функции рекурсивного ФНЧ Чебышева 1 с параметрами АЧХ, ($f_d = 10000$ Гц, $f_1 = 1600$ Гц, $f_2 = 2200$ Гц, $deltap = 0.0371898$, $deltas = 0.0186456$), фрагмент программы, решающей эту задачу, выглядит так:

```
fd = 10000;
f1 = 1600; f2 = 2200;
f01 = f1/fd; f02 = f2/fd;
om = [f01 * 2 * %pi, f02 * 2 * %pi];
```

$\text{deltap} = 0.0371898; \text{deltas} = 0.01864561;$

$[\text{cells_fnch}, \text{fact_fnch}, \text{zzeros_fnch}, \text{zpoles_fnch}] = \text{eqir}('lp', 'chl', \text{om}, \text{deltap}, \text{deltas});$

Вычисленный аналогичным образом порядок рассчитанного рекурсивного ФНЧ Чебышева 1 равен 8, в то время как порядок нерекурсивного ФНЧ с аналогичной АЧХ, был равен 25.

3.2 Разработка программы для анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и минимальном порядке фильтра

Для определения частотных характеристик фильтров (АЧХ и ГВП) целесообразно воспользоваться командами *frmag* и *group*, уже использовавшимися ранее. Однако при этом необходимо перейти от каскадной формы представления $H(z)$ к её записи в виде дробно-рациональной функции, числитель и знаменатель которой представляют собой полиномы по степеням переменной z . Для этого в соответствии с формулой (1) нужно осуществить перемножение отдельных составляющих вектора *cells* и нормирующего множителя *fact* (при расчёте характеристик ППФ в качестве *cells* и *fact* используются соответственно *cells_ppf* и *fact_ppf*, а при расчёте ФНЧ – *cells_fnch* и *fact_fnch*. При выполнении работы потребуется ввод дополнительных обозначений для этих величин, соответствующих различным типам аппроксимации АЧХ рассчитываемых фильтров). В среде Scilab данную процедуру, например, при анализе ППФ можно выполнить с помощью следующих команд:

```
num_ppf = prod(cells_ppf(2)); //вычислили вектор коэффициентов
//полинома числителя  $H(z)$ , полученного перемножением числителей
//составляющих вектора cells_ppf (без учёта множителя fact_ppf)
```

```
den_ppf = prod(cells_ppf(3)); //вычислили вектор коэффициентов
// полинома знаменателя  $H(z)$ , полученного перемножением знаменателей
//составляющих вектора cells_ppf
```

```
tr_ppf = fact_ppf * num_ppf ./ den_ppf; // вычислили вектор
```

// коэффициентов полиномов передаточной функции $H(z)$.

Используя полученный результат с помощью команд *frmag* и *group*, можно определить АЧХ и ГВП, например, ППФ следующим образом:

```
nn = 128 ;//задали число вычисляемых значений АЧХ на главном  
//значении периода, т.е. в диапазоне относительных частот  $\overline{0,0.5}$ 
```

```
[h _ iir _ ppf , fr] = frmag (tr _ ppf , nn); //вычислили векторы значений АЧХ  
//(h _ iir) и соответствующих им относительных частот (fr)
```

```
[tg _ iir _ ppf , fr] = group(nn, tr _ ppf); //вычислили векторы значений ГВП  
//(tg _ iir) и соответствующих им относительных частот (fr).
```

Для построения графиков полученных таким образом частотных характеристик целесообразно воспользоваться командами *subplot* и *plot2d*.

При этом для того, чтобы обеспечить хорошее визуальное восприятие графиков ГВП, целесообразно задавать следующий диапазон значений *tg*, откладываемых по оси ординат: $tg_min = 0$; $tg_max = (nf - 1) / 2 + 5$, где *nf* – определённый показанным выше способом порядок фильтра. Цифра 5 в последнем соотношении не является обязательной и в зависимости от вида получаемого графика может быть скорректирована. Значение *nf* может быть оценено и программно с помощью следующих команд:

```
nf _ pom = size(cells); //определили количество компонент вектора cells
```

```
nf = nf _ pom * 2 // вычислили порядок фильтра.
```

Такой подход может дать не совсем точный результат, поскольку предполагает, что порядок всех компонент вектора *cells* равен 2, хотя возможна ситуация, когда порядок одной из этих составляющих равен 1. Однако при нормировании осей графика такая погрешность вполне допустима.

Фрагмент программы, позволяющей построить графики АЧХ и ГВП рассчитанного выше эллиптического ППФ, может выглядеть так:

```
nn = 128 ;// задали число отсчётов графиков частотных характеристик
```

```
subplot(1,2,1) //выбрали подокно №1 для построения графика АЧХ ППФ
```

```
plot2d(fr, h _ iir _ ppf); // построили график АЧХ ППФ
```

```

xtitle(' АЧХ ППФ' )//создали надпись АЧХ ППФ над графиком
xgrid //создали масштабную сетку на графике АЧХ ППФ
nf _ rom _ ppf = size(cells _ ppf); //определили число компонент вектора //
cells _ ppf
nf _ ppf = nf _ rom _ ppf * 2; // оценили порядок фильтра
subplot(1,2,2) // выбрали подокно №2 для построения графика ГВП ППФ
plot2d(fr,[tg _ iir _ ppf ], rect = [0,0,.5,nf _ ppf + 5])//построили график ГВП
//ППФ
xtitle(' ГВП ППФ' )//создали надпись ГВП ППФ над графиком
xgrid //создали масштабную сетку на графике ГВП ППФ

```

Анализируя график АЧХ можно отметить, что она имеет пульсации как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания. Это соответствует выбранному типу аппроксимации (фильтр Золотарёва-Кауэра или эллиптический). Второй график показывает, что ГВП рассчитанного фильтра существенно зависит от частоты, что говорит о нелинейности его ФЧХ.

Аналогичным образом можно вычислить, построить и проанализировать других типов фильтров (ФНЧ, ФВЧ, ПЗФ) при различных видах аппроксимации.

4 Разработка программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным порядком фильтра и отдельными параметрами АЧХ при условии минимизации порядка фильтра

Расчёт рекурсивных фильтров различных типов с кусочно постоянными АЧХ по заданным значениям порядка фильтра, частот среза и неравномерности АЧХ в полосах пропускания и непропускания частот в программной среде Scilab осуществляется с помощью команды *iir*, которая записывается в виде:

$$[hz] = iir(np, ftype, fdesign, frq, delta),$$

где $np, ftype, fdesign, om, deltap, deltas$ – задаваемые на проектирование параметры фильтра;

$[hz]$ – возвращаемый (т.е. полученный в результате расчёта) вектор коэффициентов полиномов передаточной функции, описывающей фильтр.

Параметр np задаёт порядок рассчитываемого фильтра и должен быть целым положительным числом;

параметр $ftype$ определяет тип рассчитываемого фильтра и может принимать следующие значения:

'lp' – ФНЧ; 'hp' – ФВЧ; 'bp' – ППФ; 'sb' – ПЗФ;

параметр $fdesign$ задаёт вид аппроксимации желаемой АЧХ фильтра и определяется как

'butt' – Баттерворта; 'cheb1' – Чебышева 1; 'cheb2' – Чебышева 2; 'ellip' – эллиптический;

параметр frq представляет собой двухкомпонентный вектор относительных частот среза: $frq = [f_{01}, f_{02}]$. Под частотами среза f_{01} и f_{02} в данном случае понимаются:

при расчёте фильтров Баттерворта – частоты, на которых АЧХ фильтра принимает значения равные $1/\sqrt{2} \approx 0.7$;

при расчёте фильтров Чебышева 1 – граничные частоты полосы пропускания (исключая 0 и 0.5), для которых модуль отклонения АЧХ

фильтра от 1 в этой полосе не превышает значений $deltap$, задаваемых параметром $delta$ (см. ниже);

при расчёте фильтров Чебышева 2 – граничные частоты полосы задерживания (исключая 0 и 0.5), для которых модуль отклонения АЧХ фильтра от 1 в этой полосе не превышает значений $deltas$, задаваемых параметром $delta$ (см. ниже);

при расчёте эллиптических фильтров – граничные значения частот полосы пропускания (исключая 0 и 0.5), после которых начинается переходная полоса. При расчёте полосовых фильтров (ППФ и ПЗФ) используются обе составляющих вектора $freq$, при расчёте ФНЧ и ФВЧ вторая составляющая не используется и в качестве неё может задаваться любое значение, в том числе и ноль;

параметр $delta$ – двухкомпонентный вектор значений пульсации АЧХ в полосе пропускания Δ_n и полосе непропускания Δ_n : $delta = [deltap, deltas]$. Этот вектор задаётся всегда, однако обе его составляющих используются лишь при расчёте эллиптических фильтров; при расчёте фильтров Чебышева 1 используется лишь $deltap$, а Чебышева 2 – $deltas$; при расчёте фильтров Баттерворта значения $delta$ не используются. В качестве неиспользуемых компонент вектора $delta$ могут задаваться любые постоянные, в том числе и ноль.

Рассмотрим пример использования команды *iir* применительно к поставленной задаче. Определим передаточные функции эллиптического ПЗФ с частотами среза $f01 = 0,15$; $f02 = 0,35$ и ФНЧ Чебышева 1 с частотой среза $f01 = 0,15$ и следующими характеристиками:

порядок фильтров $np=4$; $\Delta_n=0,1$; $\Delta_n=0,3$.

Фрагмент программы, позволяющей осуществить эту процедуру, имеет вид:

```
 $np = 4$ ;  $np\_pf = 2$ ;  $f01 = .15$ ;  $f02 = .35$ ;  $deltap = .1$ ;  $deltas = .3$ ;
```

```
 $hze = iir(np\_pf, 'sb', 'ellip', [f01 f02], [deltap, deltas])$  //определили вектор
```

```
//коэффициентов полиномов hze передаточной функции эллиптического ПЗФ
hzch1 = iir(np, 'lp', 'chebl', [f01 0], [deltap, 0]) //определили вектор
//коэффициентов полиномов hzch1 передаточной функции ФНЧ Чебышева1.
```

Отметим, что при расчёте полосового фильтра 4-го порядка ($np=4$) в команде *iir* в качестве параметра необходимо ввести вдвое меньшее значение $np_pf = np/2 = 2$. Это связано с тем, что полосовой фильтр порядка np можно рассматривать как совокупность двух последовательно включенных фильтров (ФВЧ и ФНЧ), каждый из которых имеет порядок $np/2$. В том, что рассчитанный ПЗФ действительно является фильтром четвёртого порядка можно убедиться, набрав в командном окне

```
hze
```

и тем самым выведя на экран его передаточную функцию.

Используя полученный результат с помощью команд *frmag* и *group*, можно определить АЧХ и ГВП рассчитанных фильтров следующим образом:

```
nn = 128 ;//задали число вычисляемых значений АЧХ на главном
//значении периода, т.е. в диапазоне относительных частот  $\overline{0,0.5}$ 

[h_ppf_e, fr] = frmag(hze, nn); //вычислили векторы значений АЧХ //(
h_ppf_e) эллиптического ППФ и соответствующих им относительных
//частот (fr)

[h_fnch_ch1, fr] = frmag(hzch1, nn); //вычислили векторы значений АЧХ //(
h_fnch_ch1) ФНЧ Чебышева 1 и соответствующих им относительных
час//тот (fr)

[tg_ppf_e, fr] = group(nn, hze); //вычислили векторы значений ГВП //(
tg_ppf_e) эллиптического ППФ и соответствующих им относительных
//частот (fr).

[tg_fnch_ch1, fr] = group(nn, hzch1); //вычислили векторы значений ГВП //(
tg_fnch_ch1) ФНЧ Чебышева 1 и соответствующих им относительных частот
(fr)
```

Графики рассчитанных АЧХ и ГВП можно построить следующим образом:

```
subplot(2,2,1)//выбрали подокно №1 для построения графика АЧХ ППФ
plot2d(fr, h _ ppf _ e);// построили график АЧХ ППФ
xlabel(' АЧХ ППФ') //создали надпись АЧХ ППФ над графиком
xgrid //создали масштабную сетку на графике АЧХ ППФ
subplot(2,2,2)//выбрали подокно №2 для построения графика АЧХ ФНЧ
plot2d(fr, h _ ch1);// построили график АЧХ ФНЧ
xlabel(' АЧХ АУХ') //создали надпись АЧХ ФНЧ над графиком
xgrid //создали масштабную сетку на графике АЧХ ФНЧ
subplot(2,2,3)//выбрали подокно №3 для построения графика ГВП ППФ
plot2d(fr, [tg _ ppf _ e], rect = [0,0,.5, nf _ ppf * 2 + 5])//построили график
//ГВП ППФ
xlabel(' ГВП ППФ') //создали надпись ГВП ППФ над графиком
xgrid //создали масштабную сетку на графике ГВП ППФ
subplot(2,2,4)//выбрали подокно №4 для построения графика ГВП ППФ
plot2d(fr, tg _ fnch _ ch1, rect = [0,0,.5, np + 5])//построили график //ГВП
ФНЧ
xlabel(' АЧХ АУХ') //создали надпись ГВП ФНЧ над графиком
xgrid //создали масштабную сетку на графике ГВП ФНЧ
```

Примечания.

1.В рассматриваемой задаче было необходимо построить 4 графика. Поэтому первые 2 аргумента функции *subplot* выбирались равными 2, что обеспечивало разбиение графического окна на 4 подокна. Для каждого типа фильтров (ППФ или ПЗФ и ФНЧ) будет нужно построить 8 графиков (по 4 графика АЧХ и ГВП в соответствии с четырьмя возможными видами аппроксимации). Для того, чтобы построить все эти графики, удобно использовать 2 графических окна (по одному на каждый тип фильтра),

каждое из которых следует разбить на 8 подокон. Такое разбиение будет осуществлено, если в качестве первых двух аргументов функции *subplot* выбрать числа 4 и 2. Для того, чтобы перейти от одного графического окна к другому необходимо после построения первых восьми графиков (перед вторым запуском фрагмента программы построения графиков) в разделе меню File графического окна щёлкнуть левой кнопкой мыши по позиции New. При этом появится “чистый лист” (новое графическое окно), на котором и будет построена следующая серия графиков.

2. В приведённом фрагменте программы при построении графиков ГВП с использованием функции *plot2d* один из её аргументов задающий диапазон значений величин, откладываемых по оси ординат графика, записывался в виде $nf_ppf * 2 + 5$ (при анализе ППФ) или $nr + 5$ (при анализе ФНЧ), что обеспечивало хорошее визуальное восприятие графика в условиях рассматриваемой задачи. В том случае, если при выполнении работы при таком значении этого параметра график ГВП окажется либо не полностью показанным на рисунке, либо слишком сжатым, следует изменить значение числа 5 на какое-либо другое, обеспечивающее лучшее представление графика.

Для точной оценки ширины переходной полосы рассчитанного ФНЧ можно воспользоваться следующим набором команд.

```
aa = find(abs(h_ch1) <= deltas); // определяем вектор aa номеров отсчётов
//вектора h_ch (а, значит, и вектора fr), значения которых не превышают
//заданной на проектирование неравномерности АЧХ в полосе задерживания;
a_min = min(aa); // определяем номер отсчёта вектора fr,
//соответствующего нижней границе полосы задерживания;
fz_min = ff(a_min); // определяем нижнюю границу полосы
//задерживания;
bb = find(abs(1 - h_ch1) <= deltap); // определяем вектор bb номеров
//отсчётов вектора h_ch1 (а, значит, и вектора fr), значения которых
```

//соответствуют заданной на проектирование неравномерности АЧХ в полосе
//пропускания;

$b_max = \max(bb);$ // определяем номер отсчёта вектора fr ,
//соответствующего верхней границе полосы пропускания;

$fp_max = ff(b_max);$ // определяем верхнюю границу полосы
//пропускания;

$delta_per = fz_min - fp_max;$ // определяем ширину переходной полосы.

Под неравномерностью ГВП будем понимать разность между максимальным и минимальным значениями ГВП на главном значении периода частотных характеристик (т.е. в интервале частот $\overline{0, f_d/2}$). Её значения в условиях рассматриваемой задачи можно рассчитать как

$del_tg_ppf_e = \max(tg_ppf_e) - \min(tg_ppf_e)$ //определили

//неравномерность ГВП эллиптического ППФ

$del_tg_fnch_chl = \max(tg_fnch_chl) - \min(tg_fnch_chl)$ // определили

//неравномерность ГВП ФНЧ Чебышева 1.

Рассчитав аналогичным образом ФНЧ, соответствующие таким же заданным на проектирование требованиям (частота среза $f_{01} = 0,15$; порядок фильтров $np=4$; $\Delta_n=0,1$; $\Delta_n=0,3$), но с другими видами аппроксимации (Баттерворта, Чебышева 2, эллиптический) и проанализировав их АЧХ и ГВП по полученным результатам можно сделать выводы о влиянии вида аппроксимации на ширину переходной полосы АЧХ и неравномерности ГВП при фиксированном порядке фильтра.

5 Проведение вычислительного эксперимента для апробации разработанных программ

5.1 Исследование зависимости частотных характеристик различных типов рекурсивных фильтров от их порядка

Исследование зависимостей ширины переходной полосы АЧХ и неравномерности ГВП рекурсивного ФНЧ с заданными характеристиками (за исключением порядка фильтра), при различных видах аппроксимации от порядка фильтра. Для его выполнения порядок определяется с использованием команды *iir*. По передаточным функциям фильтра при 4-х различных видах аппроксимации, вычисляются его АЧХ и ГВП, рассчитывается ширина переходной полосы АЧХ и неравномерность ГВП. По полученным результатам делается вывод о влиянии порядка фильтра на указанные параметры частотных характеристик при различных видах аппроксимации.

5.2 Исследование зависимостей неравномерности АЧХ в полосах пропускания и непропускания ФНЧ или ФВЧ, выраженной в децибелах, от порядка фильтра и ширины переходной полосы

Выбираем ФНЧ или ФВЧ рассчитанный по методикам приведенным ранее. Для вычисления значений неравномерностей АЧХ, выраженных в дБ, следует воспользоваться формулами:

$$\Delta_n \text{ _ } \partial B = -20 \lg \Delta_n ;$$

$$\Delta_n \text{ _ } \partial B = -20 \lg \Delta_n .$$

В программной среде *scilab* данные вычисления, при определении $\Delta_n \text{ _ } \partial B$, реализуются следующим образом:

$$\textit{delta_pr} = 0.0332926 ;$$

$$\textit{delta_pr_dB} = -20 * \log 10(0.0332926) .$$

Значения порядка исследуемого фильтра выбираются следующим образом: в средней графе таблицы (четвёртой слева или справа) записывается значение порядка nf , полученное в результате выполненных расчётов. В ячейки таблицы, расположенные слева, заносятся значения $nf - 2$; $nf - 4$ и $nf - 6$, а в ячейки, расположенные справа – $nf + 2$; $nf + 4$ и $nf + 6$.

Значения ширины переходной полосы исследуемого фильтра, выраженной в относительных частотах, выбираются из диапазона $0,1 \div 0,7$ с шагом равным $0,1$. При этом при расчёте фильтров и их АЧХ верхняя для ФНЧ или нижняя для ФВЧ граница полосы пропускания остаётся неизменной, а расширение переходной полосы осуществляется за счёт соответствующего изменения нижней для ФНЧ или верхней для ФВЧ граница полосы непропускания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения ВКР было разработано программное средство, обеспечивающее расчет и анализ характеристик устройств частотной селекции, предназначенных для использования в защищенных телекоммуникационных системах.

Был описан метод расчета устройств частотной селекции и их реализации.

Были составлены примеры программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом амплитудно-частотной характеристики и постоянным групповым временем прохождения.

Были составлен пример программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным видом АЧХ и минимальном порядке фильтра.

Были составлены примеры программы расчета и анализа частотных характеристик устройств частотной селекции с заданным порядком фильтра и отдельными параметрами АЧХ при условии минимизации порядка фильтра.

Требования технического задания на дипломное проектирование выполнены в полном объеме.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Солонина А.И. Основы цифровой обработки сигналов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2-е издание. 2005. – 747 с.
- 2 Оппенгейм.Э. Применение цифровой обработки сигналов. – М.:Мир, 1980. – 416 с.
- 3 Архипов И.О. Методическое пособие по самостоятельному изучению системы математического моделирования Scilab – Ижевск: Издательство ИжГТУ, 2008. – 301 с.
- 4 Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов - М: Мир, 1978. – 848 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(обязательное)

Программа, обеспечивающая расчет и анализ частотных характеристик
нерекурсивных цифровых фильтров с заданным видом АЧХ и постоянным
ГВП

Файл prf.sci

```
//расчет ППФ
pf=35;
f1=720;f2=1008;f3=2304;f4=2592;
fd=7200;
f0_sr_1=f1/fd;f0_sr_2=f2/fd;f0_sr_3=f3/fd;f0_sr_4=f4/fd;
bedge=[0,f0_sr_1;f0_sr_2,f0_sr_3;f0_sr_4,.5];
des=[0,1,0];
wate=[1,1,1];
hn=eqfir(pf,bedge,des,wate);
nn=256;
[hf,fr]=frmag(hn,nn);
subplot(2,2,1);
plot(fr,hf);
xgrid
[tg,frg]=group(100,hn);
subplot(2,2,2);
plot2d(frg,[tg],rect=[0,0,0.5,((pf-1)/2+5)],style=[color("red")])
aa=find(fr<f0_sr_3);
bb=find(fr(aa)>f0_sr_2);
delta_pr=max(abs(1-hf(bb)))
cc=find(fr<f0_sr_1);
delta_npr1=max(abs(hf(cc)))
dd=find(fr>f0_sr_4);
delta_npr2=max(abs(hf(dd)))
delta_npr=max(delta_npr1,delta_npr2)
xgrid
```

Файл pzf.sci

```
//расчет ПЗФ
pf=35;
f1=720;f2=1008;f3=2304;f4=2592;
fd=7200;
f0_sr_1=f1/fd;f0_sr_2=f2/fd;f0_sr_3=f3/fd;f0_sr_4=f4/fd;
bedge=[0,f0_sr_1;f0_sr_2,f0_sr_3;f0_sr_4,.5];
des=[1,0,1];
wate=[1,1,1];
hn=eqfir(pf,bedge,des,wate);
nn=256;
[hf,fr]=frmag(hn,nn);
subplot(2,2,1);
plot(fr,hf);
```

```

xgrid
[ tg, frg ] = group(100, hn);
subplot(2, 2, 2);
plot2d(frg, [tg], rect=[0, 0, 0.5, ((pf-1)/2+5)], style=[color("red")])
aa=find(fr<f0_sr_3);
bb=find(fr(aa)>f0_sr_2);
delta_pr=max(abs(1-hf(bb)))
cc=find(fr<f0_sr_1);
delta_npr1=max(abs(hf(cc)))
dd=find(fr>f0_sr_4);
delta_npr2=max(abs(hf(dd)))
delta_npr=max(delta_npr1, delta_npr2)
xgrid

```

Файл fnch.sci

```

//расчет ФНЧ
p_fnch=25; //эти значения соответствуют удачному примеру, который будет
f1=1600; f2=2200;
fd=10000;
f01=f1/fd; f02=f2/fd;
bedge=[0, f01; f02, .5];
des=[1, 0];
wate=[1, 2];
hn_fnch=eqfir(p_fnch, bedge, des, wate);
nn=256;
[hf_fnch, fr]=frmag(hn_fnch, nn);
subplot(2, 2, 3);
plot2d(fr, hf_fnch);
xgrid
[ tg_fnch, frg_fnch ] = group(100, hn_fnch);
subplot(2, 2, 4);
plot2d(frg_fnch, [tg_fnch], rect=[0, 0, 0.5, ((p_fnch-1)/2+5)], style=[color("red")])
xgrid
aa_fnch=find(fr<f01);
bb_fnch=find(fr>f02);
delta_pr_fnch=max(abs(1-hf_fnch(aa_fnch)))
delta_npr_fnch=max(abs(hf_fnch(bb_fnch)))
xgrid

```

Файл fvch.sci

```

//расчет ФНЧ

```

```

p_fvch=25;
f1=1600;f2=2200;
fd=10000;
f01=f1/fd;f02=f2/fd;
bedge=[0,f01;f02,.5];
des=[0,1];
wate=[1,2];
hn_fvch=eqfir(p_fvch,bedge,des,wate);
nn=256;
[hf_fvch,fr]=frmag(hn_fvch,nn);
subplot(2,2,3);
plot2d(fr,hf_fvch);
xgrid
[tg_fvch,frg_fvch]=group(100,hn_fvch);
subplot(2,2,4);
plot2d(frg_fvch,[tg_fvch],rect=[0,0,0.5,((p_fvch-
1)/2+5)],style=[color("red")])
xgrid
aa_fvch=find(fr<f01);
bb_fvch=find(fr>f02);
delta_pr_fvch=max(abs(1-hf_fvch(aa_fvch)))
delta_npr_fvch=max(abs(hf_fvch(bb_fvch)))
xgrid

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(обязательное)

Программа, обеспечивающая расчёт и анализ частотных характеристик рекурсивных цифровых фильтров с заданными видом АЧХ и типом её аппроксимации

fir_iir_bp_filters.sci

```
//расчёт полосового fir фильтра
pf=51;
f1=65.4; f2=95.4; f3=97.6; f4=127.6;
fd=1024;
f0_sr_1=f1/fd; f0_sr_2=f2/fd; f0_sr_3=f3/fd; f0_sr_4=f4/fd;
bedge=[0, f0_sr_1; f0_sr_2, f0_sr_3; f0_sr_4, .5];
des=[0, 1, 0];
wate=[1, 1, 1];
hn=eqfir(pf, bedge, des, wate);

nn=256;
[hf, fr]=frmag(hn, nn);
[tg, frg]=group(100, hn);

aa=find(fr<f0_sr_3);
bb=find(fr(aa)>f0_sr_2);
delta_pr=max(abs(1-hf(bb)));
cc=find(fr<f0_sr_1);
delta_npr1=max(abs(hf(cc)));
dd=find(fr>f0_sr_4);
delta_npr2=max(abs(hf(dd)));
delta_npr=max(delta_npr1, delta_npr2)
[h_iir, fr]=frmag(tr, nn); //АЧХ эллиптического фильтра
subplot(4, 2, 1);
plot(fr, h_iir);
xgrid
[tg_iir, fr]=group(256, tr); //ГВП эллиптического фильтра
subplot(4, 2, 2);
plot2d(fr, [tg_iir], rect=[0, 0, 0.5, 2*por+5])
xgrid

[h_iir_b, fr]=frmag(tr_b, nn); //АЧХ фильтра Баттерворта
subplot(4, 2, 3);
plot(fr, h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b, fr]=group(256, tr_b); //ГВП фильтра Баттерворта
subplot(4, 2, 4);
plot2d(fr, [tg_iir_b], rect=[0, 0, 0.5, 2*por_b+5])
xgrid

subplot(4, 2, 5);
[h_iir_ch1, fr]=frmag(tr_ch1, nn); //АЧХ фильтра Чебышева_1
plot(fr, h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1, fr]=group(256, tr_ch1);
subplot(4, 2, 6);
plot2d(fr, [tg_iir_ch1], rect=[0, 0, 0.5, 2*por_ch1+5])
xgrid

subplot(4, 2, 7)
[h_iir_ch2, fr]=frmag(tr_ch2, nn);
plot(fr, h_iir_ch2)
xgrid
[tg_iir_ch2, fr]=group(256, tr_ch2);
subplot(4, 2, 8)
plot2d(fr, [tg_iir_ch2], rect=[0, 0, 0.5, 2*por_ch2+5])
xgrid
```

fir_iir_fnch_filters.sci

```
//пакет fir ФНЧ
p_fnch=25;
f1=160;f2=220;
fd=1000;
f01=f1/fd;f02=f2/fd;
bedge=[0,f01;f02,.5];
des=[1,0];
wate=[1,2];
hn_fnch=eqfir(p_fnch,bedge,des,wate);
nn=256;
[hf_fnch,fr]=frmag(hn_fnch,nn);
[tg_fnch,frg_fnch]=group(100,hn_fnch);
aa_fnch=find(fr<f01);
bb_fnch=find(fr>f02);
delta_pr_fnch=max(abs(1-hf_fnch(aa_fnch)))
delta_npr_fnch=max(abs(hf_fnch(bb_fnch)))
[h_iir,fr]=frmag(tr,nn);
subplot(4,2,1);
plot(fr,h_iir);
xgrid
[tg_iir,fr]=group(256,tr);
subplot(4,2,2);
plot2d(fr,[tg_iir],rect=[0,0,0.5,2*por+5],style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_b,fr]=frmag(tr_b,nn);
subplot(4,2,3);
plot(fr,h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b,fr]=group(256,tr_b);
subplot(4,2,4);
plot2d(fr,[tg_iir_b],rect=[0,0,0.5,2*por_b+5],style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_ch1,fr]=frmag(tr_ch1,nn);
subplot(4,2,5);
plot(fr,h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1,fr]=group(256,tr_ch1);
subplot(4,2,6);
plot2d(fr,[tg_iir_ch1],rect=[0,0,0.5,2*por_ch1+5],style=[color("red")])
)

xgrid

[h_iir_ch2,fr]=frmag(tr_ch2,nn);
subplot(4,2,7);
plot(fr,h_iir_ch2);
xgrid
[tg_iir_ch2,fr]=group(256,tr_ch2);
subplot(4,2,8);
plot2d(fr,[tg_iir_ch2],rect=[0,0,0.5,2*por_ch2+5],style=[color("red")])
)

xgrid
```

fir_iir_fvch_filters.sci

```
//пакет fir ФВЧ
p_fvch=25;
f1=210;f2=280;
fd=1000;
```

```

f01=f1/fd; f02=f2/fd;
bedge=[0, f01; f02, .5];
des=[0, 1];
wate=[1, 1];
hn_fvch=eqfir(p_fvch, bedge, des, wate);
nn=256;
[hf_fvch, fr]=frmag(hn_fvch, nn);
[tg_fvch, frg_fvch]=group(100, hn_fvch);
aa_fvch=find(fr<f01);
bb_fvch=find(fr>f02);
delta_pr_fvch=max(abs(1-hf_fvch(bb_fvch)))
delta_npr_fvch=max(abs(hf_fvch(aa_fvch)))
xgrid
[tg_iir, fr]=group(256, tr);
subplot(4, 2, 2);
plot2d(fr, [tg_iir], rect=[0, 0, 0.5, 2*por+5], style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_b, fr]=frmag(tr_b, nn);
subplot(4, 2, 3);
plot(fr, h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b, fr]=group(256, tr_b);
subplot(4, 2, 4);
plot2d(fr, [tg_iir_b], rect=[0, 0, 0.5, 2*por_b+5], style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_ch1, fr]=frmag(tr_ch1, nn);
subplot(4, 2, 5);
plot(fr, h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1, fr]=group(256, tr_ch1);
subplot(4, 2, 6);
plot2d(fr, [tg_iir_ch1], rect=[0, 0, 0.5, 2*por_ch1+5], style=[color("red")])
)

xgrid

[h_iir_ch2, fr]=frmag(tr_ch2, nn);
subplot(4, 2, 7);
plot(fr, h_iir_ch2);
xgrid
[tg_iir_ch2, fr]=group(256, tr_ch2);
subplot(4, 2, 8);
plot2d(fr, [tg_iir_ch2], rect=[0, 0, 0.5, 2*por_ch2+5], style=[color("red")])
)

xgrid

```

fir_iir_sb_filters.sci

```

//расчёт полосового fir фильтра
pf=35;
f1=100; f2=150; f3=380; f4=430;
fd=1000;
f0_sr(1)=f1/fd; f0_sr(2)=f2/fd; f0_sr(3)=f3/fd; f0_sr(4)=f4/fd;
bedge=[0, f0_sr(1); f0_sr(2), f0_sr(3); f0_sr(4), .5];
des=[1, 0, 1];
wate=[2, 1, 2];
hn=eqfir(pf, bedge, des, wate);
nn=256;
[hf, fr]=frmag(hn, nn);
[tg, frg]=group(100, hn);

```

```

aa=find(fr<f0_sr(3));
bb=find(fr(aa)>f0_sr(2));
cc=find(fr<f0_sr(1));
dd=find(fr>f0_sr(4));

delta_pr1=max(abs(1-hf(cc)))
delta_pr2=max(abs(1-hf(dd)))
delta_pr=max(delta_pr1,delta_pr2)
delta_npr=max(abs(hf(bb)))
[h_iir,fr]=frmag(tr,nn);
subplot(4,2,1);
plot(fr,h_iir);
xgrid
[tg_iir,fr]=group(256,tr);
subplot(4,2,2);
plot2d(fr,[tg_iir],rect=[0,0,0.5,2*por+5])
xgrid

[h_iir_b,fr]=frmag(tr_b,nn);
subplot(4,2,3);
plot(fr,h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b,fr]=group(256,tr_b);
subplot(4,2,4);
plot2d(fr,[tg_iir_b],rect=[0,0,0.5,2*por_b+5])
xgrid

subplot(4,2,5);
[h_iir_ch1,fr]=frmag(tr_ch1,nn);
plot(fr,h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1,fr]=group(256,tr_ch1);
subplot(4,2,6);
plot2d(fr,[tg_iir_ch1],rect=[0,0,0.5,2*por_ch1+5])
xgrid

subplot(4,2,7)
[h_iir_ch2,fr]=frmag(tr_ch2,nn);
plot(fr,h_iir_ch2)
xgrid
[tg_iir_ch2,fr]=group(256,tr_ch2);
subplot(4,2,8)
plot2d(fr,[tg_iir_ch2],rect=[0,0,0.5,2*por_ch2+5])
xgrid

```

ПРИЛОЖЕНИЕ В

(обязательное)

Программа, обеспечивающая расчёт и анализ частотных характеристик рекурсивных фильтров с заданными порядком фильтра и отдельными параметрами его АЧХ и типом её аппроксимации

fir_iir_bp_filters.sci

```
//расчёт полосового iir фильтра
pf=51;
f1=65.4; f2=95.4; f3=97.6; f4=127.6;
fd=1024;
f01=f0_sr_1; f02=f0_sr_2; f03=f0_sr_3; f04=f0_sr_4;

om=[f01*2*pi, f02*2*pi, f03*2*pi, f04*2*pi];

deltap=delta_pr; deltas=delta_npr;
[cells, fact, zzeros, zpoles]=eqiir('bp', 'ellip', om, deltap, deltas);
[cells_b, fact_b, zzeros_b, zpoles_b]=eqiir('bp', 'butt', om, deltap, deltas)
;
[cells_ch1, fact_ch1, zzeros_ch1, zpoles_ch1]=eqiir('bp', 'ch1', om, deltap,
deltas);
[cells_ch2, fact_ch2, zzeros_ch2, zpoles_ch2]=eqiir('bp', 'ch2', om, deltap,
deltas);
num=prod(cells(2));
den=prod(cells(3));
por_pom=size(cells);
por=por_pom(2)*2;
tr=fact*num./den;
num_b=prod(cells_b(2));
den_b=prod(cells_b(3));
por_pom_b=size(cells_b);
por_b=por_pom_b(2)*2;
tr_b=fact_b*num_b./den_b;
num_ch1=prod(cells_ch1(2));
den_ch1=prod(cells_ch1(3));
por_pom_ch1=size(cells_ch1);
por_ch1=por_pom_ch1(2)*2;
tr_ch1=fact_ch1*num_ch1./den_ch1;
num_ch2=prod(cells_ch2(2));
den_ch2=prod(cells_ch2(3));
por_pom_ch2=size(cells_ch2);
por_ch2=por_pom_ch2(2)*2;
tr_ch2=fact_ch2*num_ch2./den_ch2;

nn=256;

[h_iir, fr]=frmag(tr, nn); //АЧХ эллиптического фильтра
subplot(4,2,1);
plot(fr, h_iir);
xgrid
[tg_iir, fr]=group(256, tr); //ГВП эллиптического фильтра
subplot(4,2,2);
plot2d(fr, [tg_iir], rect=[0,0,0.5,2*por+5])
xgrid

[h_iir_b, fr]=frmag(tr_b, nn); //АЧХ фильтра Баттерворта
subplot(4,2,3);
plot(fr, h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b, fr]=group(256, tr_b); //ГВП фильтра Баттерворта
subplot(4,2,4);
plot2d(fr, [tg_iir_b], rect=[0,0,0.5,2*por_b+5])
xgrid

subplot(4,2,5);
[h_iir_ch1, fr]=frmag(tr_ch1, nn); //АЧХ фильтра Чебышева_1
plot(fr, h_iir_ch1);
xgrid
```

```

[tg_iir_ch1,fr]=group(256,tr_ch1);
subplot(4,2,6);
plot2d(fr, [tg_iir_ch1],rect=[0,0,0.5,2*por_ch1+5])
xgrid

subplot(4,2,7)
[h_iir_ch2,fr]=frmag(tr_ch2,nn);
plot(fr,h_iir_ch2)
xgrid
[tg_iir_ch2,fr]=group(256,tr_ch2);
subplot(4,2,8)
plot2d(fr, [tg_iir_ch2],rect=[0,0,0.5,2*por_ch2+5])
xgrid

```

fir_iir_fnch_filters.sci

```

//pacыѐт iir ФНЧ
p_fnch=25;
f1=160;f2=220;
fd=1000;
om=[f01*2*%pi,f02*2*%pi];
deltas=delta_npr_fnch; deltap=delta_pr_fnch;
[cells,fact,zzeros,zpoles]=eqiir('lp','ellip',om,deltap,deltas);
[cells_b,fact_b,zzeros_b,zpoles_b]=eqiir('lp','butt',om,deltap,deltas)
;
[cells_ch1,fact_ch1,zzeros_ch1,zpoles_ch1]=eqiir('lp','ch1',om,deltap,
deltas);
[cells_ch2,fact_ch2,zzeros_ch2,zpoles_ch2]=eqiir('lp','ch2',om,deltap,
deltas);
num=prod(cells(2));
den=prod(cells(3));
tr=fact*num./den;
por_pom=size(cells);
por=por_pom(2)*2;
num_b=prod(cells_b(2));
den_b=prod(cells_b(3));
tr_b=fact_b*num_b./den_b;
por_pom_b=size(cells_b);
por_b=por_pom_b(2)*2;
num_ch1=prod(cells_ch1(2));
den_ch1=prod(cells_ch1(3));
tr_ch1=fact_ch1*num_ch1./den_ch1;
por_pom_ch1=size(cells_ch1);
por_ch1=por_pom_ch1(2)*2;
num_ch2=prod(cells_ch2(2));
den_ch2=prod(cells_ch2(3));
tr_ch2=fact_ch2*num_ch2./den_ch2;
por_pom_ch2=size(cells_ch2);
por_ch2=por_pom_ch2(2)*2;

nn=256;
[h_iir,fr]=frmag(tr,nn);
subplot(4,2,1);
plot(fr,h_iir);
xgrid
[tg_iir,fr]=group(256,tr);
subplot(4,2,2);
plot2d(fr, [tg_iir],rect=[0,0,0.5,2*por+5],style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_b,fr]=frmag(tr_b,nn);

```

```

subplot(4,2,3);
plot(fr,h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b,fr]=group(256,tr_b);
subplot(4,2,4);
plot2d(fr,[tg_iir_b],rect=[0,0,0.5,2*por_b+5],style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_ch1,fr]=frmag(tr_ch1,nn);
subplot(4,2,5);
plot(fr,h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1,fr]=group(256,tr_ch1);
subplot(4,2,6);
plot2d(fr,[tg_iir_ch1],rect=[0,0,0.5,2*por_ch1+5],style=[color("red")])
)

xgrid

[h_iir_ch2,fr]=frmag(tr_ch2,nn);
subplot(4,2,7);
plot(fr,h_iir_ch2);
xgrid
[tg_iir_ch2,fr]=group(256,tr_ch2);
subplot(4,2,8);
plot2d(fr,[tg_iir_ch2],rect=[0,0,0.5,2*por_ch2+5],style=[color("red")])
)

xgrid

```

fir_iir_fvch_filters.sci

```

//расчет iir ФВЧ
p_fvch=25;
f1=210;f2=280;
fd=1000;
om=[f01*2*pi,f02*2*pi];
deltas=delta_npr_fvch;deltap=delta_pr_fvch;
[cells,fact,zzeros,zpoles]=eqiir('hp','ellip',om,deltap,deltas);
[cells_b,fact_b,zzeros_b,zpoles_b]=eqiir('hp','butt',om,deltap,deltas)
;
[cells_ch1,fact_ch1,zzeros_ch1,zpoles_ch1]=eqiir('hp','ch1',om,deltap,
deltas);
[cells_ch2,fact_ch2,zzeros_ch2,zpoles_ch2]=eqiir('hp','ch2',om,deltap,
deltas);
num=prod(cells(2));
den=prod(cells(3));
tr=fact*num./den;
por_pom=size(cells);
por=por_pom(2)*2;
num_b=prod(cells_b(2));
den_b=prod(cells_b(3));
tr_b=fact_b*num_b./den_b;
por_pom_b=size(cells_b);
por_b=por_pom_b(2)*2;
num_ch1=prod(cells_ch1(2));
den_ch1=prod(cells_ch1(3));
tr_ch1=fact_ch1*num_ch1./den_ch1;
por_pom_ch1=size(cells_ch1);
por_ch1=por_pom_ch1(2)*2;
num_ch2=prod(cells_ch2(2));
den_ch2=prod(cells_ch2(3));
tr_ch2=fact_ch2*num_ch2./den_ch2;
por_pom_ch2=size(cells_ch2);

```

```

por_ch2=por_pom_ch2(2)*2;

nn=256;
[h_iir, fr]=frmag(tr, nn);
subplot(4,2,1);
plot(fr, h_iir);
xgrid
[tg_iir, fr]=group(256, tr);
subplot(4,2,2);
plot2d(fr, [tg_iir], rect=[0,0,0.5,2*por+5], style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_b, fr]=frmag(tr_b, nn);
subplot(4,2,3);
plot(fr, h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b, fr]=group(256, tr_b);
subplot(4,2,4);
plot2d(fr, [tg_iir_b], rect=[0,0,0.5,2*por_b+5], style=[color("red")])
xgrid

[h_iir_ch1, fr]=frmag(tr_ch1, nn);
subplot(4,2,5);
plot(fr, h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1, fr]=group(256, tr_ch1);
subplot(4,2,6);
plot2d(fr, [tg_iir_ch1], rect=[0,0,0.5,2*por_ch1+5], style=[color("red")])
)

xgrid

[h_iir_ch2, fr]=frmag(tr_ch2, nn);
subplot(4,2,7);
plot(fr, h_iir_ch2);
xgrid
[tg_iir_ch2, fr]=group(256, tr_ch2);
subplot(4,2,8);
plot2d(fr, [tg_iir_ch2], rect=[0,0,0.5,2*por_ch2+5], style=[color("red")])
)

xgrid

```

fir_iir_sb_filters.sci

```

//расчёт полосового iir фильтра
pf=35;
f1=100;f2=150;f3=380;f4=430;
fd=1000;
f01=f0_sr(1);f02=f0_sr(2);f03=f0_sr(3);f04=f0_sr(4);
om=[f01*2*pi,f02*2*pi,f03*2*pi,f04*2*pi];
deltap=delta_pr;deltas=delta_npr;
[cells, fact, zzeros, zpoles]=eqiir('sb','ellip',om,deltap,deltas);
[cells_b, fact_b, zzeros_b, zpoles_b]=eqiir('sb','butt',om,deltap,deltas);
;
[cells_ch1, fact_ch1, zzeros_ch1, zpoles_ch1]=eqiir('sb','ch1',om,deltap,
deltas);
[cells_ch2, fact_ch2, zzeros_ch2, zpoles_ch2]=eqiir('sb','ch2',om,deltap,
deltas);
num=prod(cells(2));
den=prod(cells(3));
por_pom=size(cells);
por=por_pom(2)*2;
tr=fact*num./den;
num_b=prod(cells_b(2));

```

```

den_b=prod(cells_b(3));
por_pom_b=size(cells_b);
por_b=por_pom_b(2)*2;
tr_b=fact_b*num_b./den_b;
num_ch1=prod(cells_ch1(2));
den_ch1=prod(cells_ch1(3));
por_pom_ch1=size(cells_ch1);
por_ch1=por_pom_ch1(2)*2;
tr_ch1=fact_ch1*num_ch1./den_ch1;
num_ch2=prod(cells_ch2(2));
den_ch2=prod(cells_ch2(3));
por_pom_ch2=size(cells_ch2);
por_ch2=por_pom_ch2(2)*2;
tr_ch2=fact_ch2*num_ch2./den_ch2;

nn=256;
[h_iir,fr]=frmag(tr,nn);
subplot(4,2,1);
plot(fr,h_iir);
xgrid
[tg_iir,fr]=group(256,tr);
subplot(4,2,2);
plot2d(fr,[tg_iir],rect=[0,0,0.5,2*por+5])
xgrid

[h_iir_b,fr]=frmag(tr_b,nn);
subplot(4,2,3);
plot(fr,h_iir_b);
xgrid
[tg_iir_b,fr]=group(256,tr_b);
subplot(4,2,4);
plot2d(fr,[tg_iir_b],rect=[0,0,0.5,2*por_b+5])
xgrid

subplot(4,2,5);
[h_iir_ch1,fr]=frmag(tr_ch1,nn);
plot(fr,h_iir_ch1);
xgrid
[tg_iir_ch1,fr]=group(256,tr_ch1);
subplot(4,2,6);
plot2d(fr,[tg_iir_ch1],rect=[0,0,0.5,2*por_ch1+5])
xgrid

subplot(4,2,7)
[h_iir_ch2,fr]=frmag(tr_ch2,nn);
plot(fr,h_iir_ch2)
xgrid
[tg_iir_ch2,fr]=group(256,tr_ch2);
subplot(4,2,8)
plot2d(fr,[tg_iir_ch2],rect=[0,0,0.5,2*por_ch2+5])
xgrid

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

(обязательное)

Протокол проверки ВКР на оригинальность

Протокол

проверки на оригинальность в системе «Антиплагиат.ВУЗ» выпускной квалификационной работы на тему «Программное средство для расчета и анализа селективных устройств в защищенных телекоммуникационных системах» студента шестого курса А.А.Маризова специальности 10.05.02 «Информационная безопасность телекоммуникационных систем».

Руководитель ВКР Виктор Вениаминович Дорошкевич.

Информация о документе:

Имя исходного файла: ВКР_11ПТ1_Маризов_АА.docx

Имя компании: Пензенский гос. Университет

Тип документа: Прочее

Имя документа: Группа 11ПТ1 ВКР Маризов АА

Дата проверки: 14.01.2017 00:10

Модули поиска: Интернет (Антиплагиат), Диссертации и авторефераты РГБ, Модуль поиска ЭБС "Лань", Модуль поиска ЭБС БиблиоРоссика, Пензенский гос. Университет, Университетская библиотека онлайн

Текстовые

статистики:

Индекс читаемости: сложный

Неизвестные слова: в пределах нормы

Макс. длина слова: в пределах нормы

Большие слова: в пределах нормы

Оригинальные блоки: 91,49%

Заимствованные блоки: 8,51%

Заимствование из "белых" источников: 0%

Итоговая оценка оригинальности: **91,49%**

16.01.2017 г. _____ В.В.Дорошкевич