

ИННОВАЦИОННАЯ ОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ПРОГРАММА



Проект 3: устойчивое развитие: человек-природа-культурное наследие

Цель: реализация инновационных образовательных программ для подготовки и переподготовки специалистов социально-экономической, медико-биологической и культурной сфер и для формирования у населения здорового образа жизни.

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет
Кафедра биомедицинской инженерии

Г. П. Колесник, Л. Т. Сушкова

РАСЧЕТ СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ БИОМЕДИЦИНСКИХ ПРИБОРОВ

*Учебное пособие к курсовому проектированию по дисциплине
«Электроника и микропроцессорная техника»*

Владимир 2008

УДК 621.372

ББК 32.84

К60

Рецензенты:

Кандидат технических наук, профессор,
зав. кафедрой информатики
и информационных технологий

Владимирского государственного педагогического университета

Ю.А. Медведев

Кандидат технических наук, доцент кафедры
приборостроения и информационно-измерительных технологий
Владимирского государственного университета

В.С. Грибакин

Печатается по решению редакционного совета
Владимирского государственного университета

Колесник, Г. П.

К60 Расчет селективных устройств биомедицинских приборов : учеб. пособие к курсовому проектированию по дисциплине «Электроника и микропроцессорная техника» / Г. П. Колесник, Л. Т. Сушкова ; Владим. гос. ун-т. – Владимир : Изд-во Владим. гос. ун-та, 2008. – 63 с.
ISBN 978-89368-878-8

Приведены методики проектирования активных RC-фильтров с заданными характеристиками параметров оценки стабильности и технологичности для медицинских приборов. Учебное пособие составлено в соответствии с Государственным образовательным стандартом для студентов дневного отделения 2 – 3-го курсов направления 200300 – биомедицинская инженерия и специальностей 200401 – биотехнические и медицинские аппараты и системы, 200402 – инженерное дело в медико-биологической практике.

Табл. 13. Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.372

ББК 32.84

ISBN 978-89368-878-8

© Владимирский государственный
университет, 2008

ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее распространенных методов биомедицинской диагностики следует считать исследование электрических сигналов тканей и органов.

Известно, что электрическая активность различных органов и тканей обусловлена протекающими в них процессами и, как следствие, существенно различается как по частоте, так и по амплитуде.

Ниже в качестве примера приведены данные биоэлектрической активности органов и тканей, исследуемых с помощью электрокардиографии (ЭКГ), электроэнцефалографии (ЭЭГ), электромиографии (ЭМГ).

Наименование	Полоса частот, Гц	Диапазон амплитуд, мВ
Сердечная мышца миокарда (ЭКГ)	0,3 – 100	0,1 – 10
Головной мозг (ЭЭГ)	0,5 – 1000	0,001 – 0,5
Мышцы (ЭМГ)	0,5 – 100	0,1 – 10

Очевидно, что при разработке медицинских приборов для регистрации таких электрических сигналов должны учитываться не только свойства объекта измерения, но и наличие внутренних и внешних помех и наводок. К ним относятся:

- сетевые помехи, амплитуда которых может достигать единиц вольт, а частота соответствует частоте питающей сети 50 Гц;
- потенциал поляризации, наличие которого обусловлено электрохимическими процессами на границе соприкосновения электрод – кожа, а величина его достигает десятков милливольт и определяется типом электрода. Основным способ уменьшения потенциала поляризации – фильтрация. Использование ВЧ-фильтров с частотой среза более десятков долей герц позволяет подавить его и усилить биопотенциалы;
- переменная разностная помеха, обусловленная биоэлектрической активностью соседних тканей и органов, прилегающих к исследуемому органу. Амплитуда такой помехи может изменяться в пределах от

единиц до десятков милливольт, а частотный диапазон лежит в пределах от долей до десятков герц.

Наличие помех и наводок при проведении биоэлектрических исследований предполагает использование специальных методов и средств уменьшения их влияния. К ним относятся: экранирование (электростатическое и магнитное); установка фильтров для снижения распространения по проводам кондуктивных помех от их источников; фильтрация сигнала, снимаемого с биообъекта; применение различных схемотехнических методов повышения помехоустойчивости (принцип многоканальности (инвариантности), использование усилителей электрических сигналов с дифференциальным входом, симметрирование измерительной цепи) и др.

Так, для фильтрации сигнала, снимаемого с биообъекта, используется блок фильтров, устанавливаемый внутри измерительного прибора. Характеристика их должна быть такой, чтобы интересующий сигнал попадал в полосу пропускания, а помеха – в полосу подавления фильтров.

В настоящее время все чаще вместо аппаратных фильтров, характеристики которых жестко заданы при проектировании, применяются цифровые фильтры, позволяющие задавать требуемую характеристику программным способом. Это обеспечивает гибкую перестройку полосы пропускания сигнала, а, следовательно, возможность исследования сигнала в широкой полосе частот.

Важнейшим звеном подготовки специалиста в области биомедицинской инженерии является курсовое проектирование по дисциплине «Электроника и микропроцессорная техника». При выполнении этого проекта студент должен опираться на определенную систему знаний, приобретенных при изучении дисциплин «Физика», «Математика», «Электротехника». В ходе проектирования на основе теоретического курса по дисциплине «Электроника и МПТ» студенты должны приобрести навыки самостоятельной постановки и решения схемотехнических задач, не имеющих однозначных ответов. Для этого требуются глубокие теоретические знания, умение работать с научно-технической литературой и самостоятельное творческое мышление. С учетом изложенного формулируются цели курсового проектирования.

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Цели курсового проектирования (КП)

При выполнении курсового проектирования ставится цель:

- закрепление и расширение теоретических знаний в области электроники и микропроцессорной техники, приобретение практических навыков проектирования электронных средств на примере активных фильтров, широко используемых в современной медицинской технике;
- получение конкретных навыков и умений по проектированию электронных схем, в том числе анализ проблемы, выбор, обоснование и расчет принципиальной схемы, элементов и узлов активных фильтров;
- развитие навыков самостоятельной работы с технической и справочной литературой при решении конкретной технической задачи.

1.2. Порядок работы над курсовым проектом

Для работы над КП студент получает конкретное индивидуальное задание. Допускается выдача общего задания на КП для группы студентов (2 – 3 чел.) с обязательным выделением пунктов индивидуального выполнения для каждого участника группы. При этом группа выбирает руководителя проекта. При возникновении вопросов по работе над КП студенты могут проконсультироваться у преподавателя.

Работа над КП предполагает выполнение определенной последовательности этапов (табл. 1). Ход работы над КП контролируется преподавателем в отведенные для этого учебные часы.

Таблица 1

№ этапа	Выполняемая работа	Результат
1	Анализ технического задания	Полное представление о требованиях, предъявляемых к проектируемому устройству (назначению, принципу работы и т.д.)
2	Подбор и анализ литературы по теме КП	Обзор литературы, обоснование варианта решения задачи
3	Выбор и обоснование структурной или функциональной схемы	Структурная или функциональная схема
4	Проведение необходимых расчетов по теме КП, в том числе с применением ПЭВМ	Результаты расчетов
5	Разработка принципиальной схемы устройства. Выбор и обоснование элементов и радиокомпонентов принципиальной схемы (микросхемы, резисторы, конденсаторы, переключатели т.д.)	Принципиальная схема. Элементы и радиокомпоненты.
6	Оформление принципиальной схемы в соответствии с требованиями ГОСТ ЕСКД - Единой системы конструкторской документации	Чертеж принципиальной схемы по ЕСКД
7	Окончательное оформление КП	Пояснительная записка и чертежи

1.3. Защита КП

В соответствии с установленным графиком по окончании работы над КП преподаватель, ведущий дисциплину, назначает дату его защиты.

Защита КП не превышает 20 мин и включает в себя краткое выступление студента (не более 7 мин) перед группой в присутствии преподавателя, вопросы и ответы, обсуждение (участвует вся группа).

В своем выступлении студент излагает постановку задачи, последовательность ее решения, анализ полученных результатов и заключение по выполненной работе.

В случае защиты группового КП выступает руководитель группы, а в ответах на вопросы и в обсуждении участвуют все исполнители КП. Причем степень активности каждого участника учитывается при выставлении индивидуальной оценки. Оценка работы студентов осуществляется по четырехбалльной системе с учетом качества выполненной работы (пояснительная записка и графическая часть, обоснованности выбранных решений и проведенных расчетов, рациональности разработанной принципиальной схемы и выбора элементной базы, соответствии требованиям нормативных документов) и степени самостоятельности работы над КП.

2. ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ И МПТ

2.1. Содержание курсового проекта

Содержание курсового проекта определяется исходными данными, которые выдаются руководителем проекта и оформляются в виде задания на проектирование (форма задания приведена в прил. 1).

В курсовой проект целесообразно включить следующие основные разделы:

- предпроектный анализ тракта обработки биомедицинской информации;
- выбор места установки селективного устройства в сигнальном тракте;
- выбор элементной базы с учетом технического задания на проектирование;
- определение количества звеньев первого и второго порядка селективного устройства (порядка активного *RC*-фильтра);
- расчет номинальных параметров элементов звеньев активного *RC*-фильтра (синтез *ARC*-фильтра);

- разработка принципиальной электрической схемы фильтра с элементами согласования входных и выходных сопротивлений и элементами развязки по цепям питания;
- графическая часть проекта.

2.2. Требования к пояснительной записке и графической части проекта

Пояснительная записка (ПЗ) курсового проекта должна иметь следующую структуру:

- титульный лист (прил. 2);
- индивидуальное задание, подписанное руководителем (см. прил. 1);
- оглавление;
- введение;
- основную часть (3 – 5 разделов);
- заключение;
- список использованной литературы;
- приложение.

Введение. Во введении необходимо кратко изложить современное состояние области обработки биомедицинских сигналов, актуальность темы, определить методы решения поставленных задач и сформулировать цель работы. Объем введения не более двух страниц.

Основная часть. В этом разделе излагаются результаты работы согласно заданию. Каждая глава должна заканчиваться выводами, в которых в краткой форме излагаются результаты данного этапа работы и конкретизируются задачи и методы их решения в последующих главах.

Заключение. В заключение формулируются главные выводы по проведенной работе, показывающие уровень решения поставленной задачи. Объем – одна страница.

Для группового выполнения КП заключение каждого участника в своей части должно содержать как общее, так и конкретное заключение по индивидуальной части.

Список использованной литературы. В список литературы, с указанием библиографических данных, включается литература по усмотрению автора пояснительной записки. Если в работе сделаны ссылки на научную информацию, позволяющую принять конкретное решение, включение в список литературы первоисточника обязательно.

В приложения выносятся: пояснительные рисунки, графики, расчетные таблицы и чертежи, выполненные либо карандашом, либо на компьютере.

Текст пояснительной записки печатается через полтора интервала 14 кеглем на листах формата А4. Заголовки таблиц, названия схем можно печатать через один интервал. Абзацный отступ равен пяти знакам. Заголовки разделов ПЗ отделяются от текста сверху и снизу тремя интервалами. Текст печатается строчными буквами. Заглавными (прописными) буквами печатаются аббревиатуры, а также названия глав, слова «ВВЕДЕНИЕ» и «ЗАКЛЮЧЕНИЕ». Знаки, символы, обозначения, а также математические формулы могут быть набраны на компьютере или вписаны от руки пастой черного цвета.

Напечатанный текст должен иметь поля следующих размеров:

- верхнее и нижнее – 25 мм;
- правое – 10 мм;
- левое – 25 мм.

Разрешается использование рукописного текста, выполненного аккуратно, без исправлений, разборчивым почерком.

В тексте необходимо соблюдать соподчиненность разделов ПЗ и подразделов. Нумерация разделов ПЗ выполняется арабскими цифрами, которые отделяются от названий точкой. Номер подраздела состоит из цифры, обозначающей номер раздела, и цифры, обозначающей его порядковый номер в составе раздела, отделенных друг от друга точкой. Каждый раздел пояснительной записки начинается с новой страницы.

Страницы пояснительной записки нумеруются от титульного листа до последнего, цифра 1 на титульном листе не ставится. Нумерация страниц выполняется арабскими цифрами сверху посередине. Приложения нумеруются арабскими цифрами (без значка №) и имеют названия. Ориентировочный объем пояснительной записки 25 – 35 страниц.

Графическая часть выполняется в соответствии с требованиями ГОСТа ЕСКД [10] на одном листе формата А1 и должна содержать принципиальную электрическую схему фильтра, перечень элементов и графики амплитудно-частотных (АЧХ) и фазово-частотных (ФЧХ) характеристик.

3. ПРЕДПРОЕКТНЫЙ АНАЛИЗ ТРАКТА ОБРАБОТКИ БИМЕДИЦИНСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Технический арсенал современного здравоохранения огромен и многообразен. Медицинская техника, медицинское приборостроение уже давно не обособленные области, не самостоятельный раздел техники, а составная часть технического арсенала общества. При этом подавляющее большинство вопросов применения медицинской техники и обработки биомедицинской информации связаны с измерениями и метрологическим обеспечением этих измерений.

Независимо от сложности каждый медицинский прибор для измерения физиологических показателей может включать в себя:

- преобразователь;
- аппаратуру для обработки сигнала;
- устройство отображения информации, или дисплей.

В *преобразователях* физиологическая информация преобразуется в электрический сигнал, который изменяется точно так же, как и измеряемый показатель. Во многих приборах электрический сигнал, поступающий от преобразователя, должен пройти обработку для придания ему формы, удобной для дальнейшего его использования в устройстве отображения. Такая обработка или модификация сигнала выполняется в специальных блоках предварительной обработки сигналов.

В *блоках обработки сигналов* слабый электрический сигнал с выхода преобразователя усиливается, модифицируется различными способами, в том числе может осуществляться селекция по частотному диапазону. Для усиления очень малых сигналов при наличии электрических помех обычно используются *дифференциальные усилители* (ДУ). В качестве дифференциального усилителя используется операционный усилитель (ОУ). Полезный сигнал подается на оба входа ОУ относительно общей точки с условно нулевым потенциалом, как это показано на рис. 1.

Сигналы U_1 и U_2 на вход ОУ подаются относительно опорной (общей) точки U_0 . При этом выходной сигнал U_3 является усиленной копией разности двух входных сигналов, что и отражается в названии «*дифференциальный*». При наложении на полезный сигнал помехи общего вида (синфазно на оба входа ОУ) усиливается только разность входных сигналов, которая в общем случае приближается к нулю. Коэффициент подавления синфазных сигналов современных ОУ более 60 дБ.

Среди других специальных усилителей можно выделить *развязывающий усилитель*, основное назначение которого согласование (трансформация) входных и выходных сопротивлений соседних каскадов блока обработки сигналов. Простейший развязывающий усилитель можно реализовать на дифференциальном усилителе (см. рис.1), соединив инвертирующий вход (зажим, на который подается напряжение U_1) с выходом ОУ. При этом коэффициент усиления по напряжению полученного развязывающего усилителя будет равным единице, его входное сопротивление устремится к бесконечности, а выходное – к нулю.

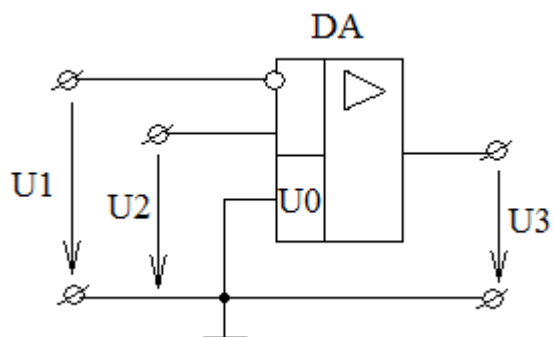


Рис. 1. Дифференциальный усилитель, усиливающий разностный сигнал

Термином *фильтр* обычно обозначают некоторый прибор, который способен осуществлять селекцию, или выделение определенного сигнала. Для выделения *электрических сигналов* различных частот используют *электронные фильтры*, или *активные RC-фильтры*. Они так же используются для режекции (полное подавление, «вырезание») электрических сигналов или ослабления сигнала помех нежелательных частот. Под термином «ослабление» в этом случае понимают существенное уменьшение напряжения на выходе устройства. Фильтры классифицируются в соответствии с частотами, которые они ослабляют или пропускают. Существуют следующие четыре основных типа фильтров.

1. *Фильтр нижних частот (ФНЧ)* – пропускает только частоты, лежащие ниже определенной заданной частоты – частоты среза ω_c . Все частоты выше частоты среза ослабляются или подавляются.

2. *Фильтр верхних частот (ФВЧ)* – пропускает только частоты, лежащие выше частоты среза ω_c . Все частоты ниже частоты среза ослабляются или подавляются.

3. *Полосовой фильтр* – пропускает только частоты, лежащие в определенном диапазоне или *полосе частот*. Полосовой фильтр имеет и верхнюю и нижнюю частоты среза ω_{c1} и ω_{c2} . Все частоты вне полосы частот полезного сигнала ослабляются.

4. *Полосовой режекторный фильтр* ослабляет или подавляет все частоты между двумя частотами среза. Используется для режекции очень узкой полосы частот.

Некоторые усилители в медицинских приборах имеют встроенные фильтры, пропускающие требуемые полосы частот. Часто эти фильтры имеют элементы настройки, что позволяет выбрать верхнюю или нижнюю частоты среза (или обе). Отметим, что при настройке фильтра на ослабление определенной полосы частот любой сигнал, попадающий в режектируемую полосу частот, подавляется точно так же, как и помехи.

Таким образом, устройства частотной селекции (фильтрации) электрических сигналов во многих практических случаях необходимо включаются (но не всегда обязательно) в канал (тракт) обработки информации.

На *дисплее, или устройстве отображения информации*, модифицированный электрический сигнал с выхода блока обработки сигналов представляется в виде, удобном для восприятия.

4. АКТИВНЫЕ *RC*-ФИЛЬТРЫ (*ARC*-ФИЛЬТРЫ). ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ПО ВЫБОРУ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ. ЗАДАЧИ АППРОКСИМАЦИИ

Простые резистивно-емкостные фильтры (*RC*-фильтры) нижних или верхних частот обеспечивают пологие характеристики коэффициента передачи с наклоном 6 децибел на октаву (дБ/октаву) после точки, соответствующей значению коэффициента передачи минус 3 дБ. Для многих целей такие характеристики вполне подходят, особенно в тех случаях, когда сигнал, который должен быть подавлен, далеко сдвинут по частоте относительно полосы пропускания. В качестве примеров можно привести шунтирование радиочастотных сигналов в схемах усиления звуковых частот, «блокирующие» конденсаторы для устранения постоянной составляющей и разделения модулирующей и несущей частот. Однако часто возникает необходимость в фильтрах с более пологой характеристикой в полосе пропускания и более крутыми склонами. Такая потребность существует всегда, когда надо отфильтровать сигнал от помехи близкой по частоте.

Активные фильтры можно использовать для реализации фильтров нижних (АФНЧ) и верхних (АФВЧ) частот, полосовых и полосно-подавляющих (режекторных) фильтров, выбирая тип фильтра в зависимости от наиболее важной характеристики, в качестве которых может быть

максимальная равномерность усиления в полосе пропускания, крутизна переходной области характеристики или независимость времени запаздывания от частоты. Кроме того, можно построить «все пропускающие фильтры» с плоской амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), но не стандартной фазово-частотной характеристикой (ФЧХ, известные как «фазовые корректоры»), или фильтры с постоянным фазовым сдвигом, но с произвольной АЧХ.

Предположим, что требуется спроектировать фильтр нижних частот с плоской характеристикой в полосе пропускания и резким переходом в полосе подавления. Окончательный же наклон характеристики в полосе задерживания всегда будет $6n$ дБ/октава, где n -количество «полюсов» передаточной функции фильтра. Как известно на каждый полюс необходим один конденсатор (или катушка индуктивности), поэтому требования к окончательной скорости спада частотной характеристики фильтра, грубо говоря, определяют его сложность. Теперь предположим, что мы решили использовать 6-полюсный фильтр нижних частот. Нам гарантирован окончательный спад характеристики на высоких частотах 36 дБ на октаву. С одной стороны, можно оптимизировать схему фильтра с целью обеспечения максимально плоской характеристики в полосе пропускания за счет уменьшения крутизны перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. С другой стороны, допуская некоторую неравномерность характеристики в полосе пропускания, можно добиться более крутого перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. Временной критерий (групповое время задержки), который может оказаться также важным, характеризует способность фильтра пропускать сигналы со спектром, лежащим в полосе пропускания, без искажений их формы, вызываемых фазовыми сдвигами (фазовые искажения). Можно также интересоваться временем нарастания, выбросом и временем установления. Известны методы проектирования фильтров, пригодные для оптимизации любой из этих характеристик или их комбинации. В действительности разумный выбор фильтра происходит не так, как описано выше. Как правило, сначала задаются требуемая равномерность характеристики в полосе пропускания и необходимое затухание на некоторой частоте вне полосы пропускания и некоторые другие параметры. После этого выбирается наиболее подходящая схема с количеством полюсов, достаточным для того, чтобы удовлетворялись все эти требования.

Существует три наиболее популярных схемы фильтров, а именно фильтр Баттерворта (максимально плоская характеристика в полосе пропускания), фильтр Чебышева (наиболее крутой переход от полосы пропускания к полосе подавления) и фильтр Бесселя (максимально плоская характеристика времени запаздывания). Любой из этих типов фильтров можно реализовать с помощью различных вариантов схем для построения фильтров верхних и нижних частот, а также полосовых фильтров.

Фильтр Баттерворта обеспечивает наиболее плоскую характеристику в полосе пропускания, что достигается ценой плавности характеристики в переходной области, т.е. между полосами пропускания и задерживания. Его амплитудно-частотная характеристика задаётся следующей формулой:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_C}\right)^{2n}}},$$

где n – определяет порядок фильтра (число полюсов).

Увеличение числа полюсов способствует повышению крутизны спада от полосы пропускания к полосе подавления. Однако выбор фильтра Баттерворта с целью обеспечения плоской характеристики, как правило, приводит к тому, что приходится поступаться всем остальным. Его характеристика идет горизонтально, начиная от нулевой частоты, перегиб ее начинается на частоте среза f_C , эта частота обычно соответствует точке минус 3 дБ.

В большинстве применений самым существенным обстоятельством является то, что неравномерность характеристики в полосе пропускания не должна превышать некоторой величины, скажем 1 дБ. Фильтр Чебышева отвечает этому требованию, имея некоторую неравномерность характеристики по всей полосе пропускания, но при этом обеспечивает крутой спад АЧХ на границе полосы пропускания. Для фильтра Чебышева задают число полюсов и неравномерность в полосе пропускания. АЧХ этого фильтра описывается уравнением

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left(\frac{f}{f_C}\right)}},$$

где C_n – полином Чебышева первого рода степени n , а ε – константа, определяющая неравномерность характеристики в полосе её пропускания.

Фильтр Чебышева, как и фильтр Баттерворта имеет ФЧХ далекие от идеальных. На самом деле фильтр Баттерворта с максимально плоской характеристикой в полосе пропускания не так привлекателен, как это может показаться, поскольку в любом случае приходится мириться с некоторой неравномерностью характеристики в полосе пропускания (для фильтра Баттерворта это будет постепенное понижение характеристики при приближении к частоте f_c , а для фильтра Чебышева – пульсации, распределенные по всей полосе пропускания). Кроме того, активные фильтры, построенные из элементов, номиналы которых имеют некоторый допуск, будут обладать характеристикой, отличающейся от расчетной, а это значит, что в действительности на характеристике фильтра Баттерворта всегда будет иметь место некоторая неравномерность в полосе пропускания.

В свете вышеизложенного весьма рациональной структурой можно считать фильтр Чебышева. Иногда его называют равноволновым фильтром, так как его характеристика в области перехода имеет большую крутизну за счет того, что в полосе пропускания распределено несколько равновеликих пульсаций, число которых возрастает вместе с порядком фильтра. Даже при сравнительно малых пульсациях (порядка 0,1 дБ) фильтр Чебышева обеспечивает намного большую крутизну характеристики в переходной области, чем фильтр Баттерворта. Чтобы выразить эту разницу количественно, предположим, что требуется фильтр с неравномерностью характеристики в полосе пропускания не более 0,1 дБ и затуханием на частоте, отличающейся на 25 % от граничной частоты пропускания. Расчет показывает, что в этом случае требуется либо 19-полюсной фильтр Баттерворта, либо всего лишь 8-полюсный фильтр Чебышева.

Мысль о том, что можно мириться с пульсациями характеристики в полосе пропускания ради крутизны переходного участка характеристики, доводится до своего логического завершения в идее так называемого эллиптического фильтра (или фильтра Кауэра), в котором допускаются пульсации характеристики как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания ради обеспечения крутизны переходного участка даже большей, чем фильтра Чебышева. С помощью ЭВМ можно спроектировать эллиптические фильтры так же просто, как и классические фильтры Чебышева и Баттерворта.

5. РАСЧЕТ АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ (ARC-ФИЛЬТРОВ)

5.1. Выбор порядка ARC-фильтров (числа звеньев первого и второго порядка)

Реализация передаточных функций, обеспечивающих необходимые частотные либо временные характеристики, чаще всего осуществляется в виде каскадно-развязанного включения звеньев первого и второго порядка. В этом случае можно использовать унифицированные фильтровые звенья, выполненные по одной схеме и рассчитанные по одной методике. Передаточную функцию таких фильтров в общем случае можно представить в виде произведения сомножителей первого и второго порядков:

$$T(p) = \prod_i \frac{M_i(b_{i1}p + b_{i0})}{p + a_{i0}} \prod_k \frac{M_j(b_{k2}p^2 + b_{k1}p + b_{k0})}{p^2 + a_{k1}p + a_{k0}}, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа, в общем случае имеющий смысл комплексной частоты с отрицательной действительной частью, в установившемся режиме $p = j\omega$; $a_i, a_k, b_i, b_k, M_i, M_j$ – действительные числа.

Подобное представление сомножителей неоднозначно, так как каждый из них можно домножить на постоянный множитель M . Произведение этих множителей должно быть равно единице, при этом имеет значение их выбор. Кроме того, необходимо четко определять последовательность включения звеньев исходя из уровня шумов и сигналов, а также компоновку передаточных функций звеньев (компоновка полюсно-нулевых пар, т.е. расположение звеньев фильтра в порядке возрастания добротности полюсов).

Как правило, передаточные функции фильтров заданы в таблицах значениями полюсов (нули полинома знаменателя, при которых функция стремится к бесконечности) и нулей (нули полинома числителя, при которых функция стремится к нулю) фильтра НЧ - прототипа (прил. 3). Значения постоянных множителей не задаются и определяются для каждой передаточной функции по формуле

$$M = \left(\prod_i a_{i0} \prod_j a_{j0} \right) / \left(\prod_i b_{i0} \prod_j b_{j0} \right), \quad (2)$$

при этом АЧХ фильтра НЧ-прототипа в случае $\Omega = 0$ оказывается равной единице.

Передаточные функции звеньев второго порядка с минимальным количеством активных (усилительных) и пассивных (резистивных и емкостных) элементов приведены в табл. 2.

Варианты схем *ARC*-звеньев второго порядка и выражения добротности и частоты полюса в зависимости от вида передаточной функции приведены в табл. 3, где индексами «к», «в» и «п» обозначены соответственно параметры полюсов низкочастотного, высокочастотного и полосового звеньев; $\Delta f = f_{+1} - f_{-1}$ – ширина полосы пропускания нормированной АЧХ полосового звена на уровне 0,707; f_{+1} и f_{-1} – соответственно верхняя и нижняя частоты границы полосы пропускания на уровне 0,707; f_0 – частота максимума АЧХ (частота настройки звена). Максимальное значение нормированной АЧХ равно единице.

Таблица 2

Наименование звена	Вид передаточной функции	Примечание
НЧ – низкочастотное	$T(p) = \frac{b_0}{p^2 + a_1 p + a_0}$	$a_0 = \omega_0^2, \quad a_1 = \omega_0 / Q$
ВЧ – высокочастотное	$T(p) = \frac{p^2 b_2}{p^2 + a_1 p + a_0}$	$a_0 = \omega_0^2, \quad a_1 = \omega_0 / Q$
П – полосовое	$T(p) = \frac{b_1 p}{p^2 + a_1 p + a_0}$	$a_0 = \omega_0^2, \quad a_1 = \omega_0 / Q$
Р – режекторное (звено с нулем передачи)	$T(p) = \frac{b_2 p^2 + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0}$	$b_i > 0$ $a_0 = \omega_0^2, \quad a_1 = \omega_0 / Q$

В общем случае представление передаточной функции второго порядка через параметры полюсов (добротность полюса Q и частота полюса ω_0) и нулей (добротность нуля Q_z частота нуля ω_z) имеет вид

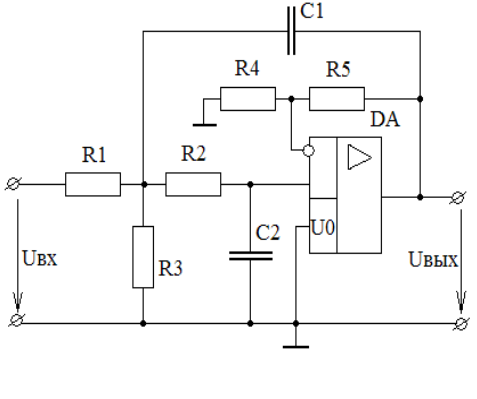
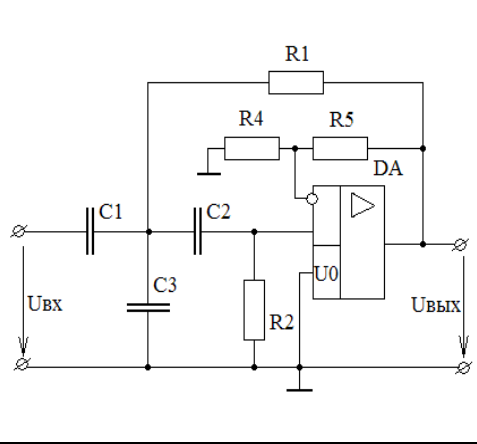
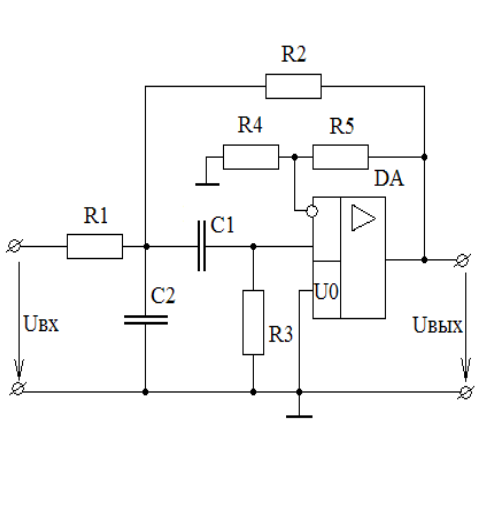
$$T(p) = \frac{M(p^2 + p \frac{\omega_z}{Q_z} + \omega_z^2)}{(p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2)}. \quad (3)$$

Если полюс (корень полинома знаменателя) фильтрового звена НЧ-прототипа записать в комплексном виде $p_k = \delta_k + j\omega_k$, то добротность и частоту полюса можно определить по формулам

$$Q = \frac{\sqrt{\delta_k^2 + \omega_k^2}}{2\delta_k}; \quad \omega_0 = \sqrt{\delta_k^2 + \omega_k^2}. \quad (4)$$

Действительная δ_k и мнимая ω_k части полюса p_k НЧ-прототипа используются при определении действительных и мнимых частей полюсов передаточных функций фильтровых звеньев ВЧ и П по формулам, приведенным в табл. 3. Связь частотных характеристик АРС-звеньев второго порядка с параметрами звена отражена формулами табл. 4.

Таблица 3

Тип звена	Схема АРС-звена второго порядка	Вид передаточной функции звена
<p>НЧ – низкочастотное</p>		$T(p) = \frac{b_0}{p^2 + a_1 p + a_0};$ <p>корни полинома знаменателя; $p_k = \delta_k + j\omega_k$ Добротность и частота полюса: $Q = \frac{\sqrt{\delta_k^2 + \omega_k^2}}{2\delta_k}; \quad \omega_0 = \sqrt{\delta_k^2 + \omega_k^2}$</p>
<p>ВЧ – высокочастотное</p>		$T(p) = \frac{p^2 b_2}{p^2 + a_1 p + a_0}$ $p_{1,2} = \delta_B \pm j\omega_B \quad \delta_B = \delta_k / \sqrt{\delta_k^2 + \omega_k^2}$ $\omega_B = -\omega_k / \sqrt{\delta_k^2 + \omega_k^2}$ $\omega_0 = \sqrt{\delta_B^2 + \omega_B^2} \quad Q = \omega_0 / 2\delta_B$
<p>П – полосовое</p>		$T(p) = \frac{b_1 p}{p^2 + a_1 p + a_0}$ $p_{1,2\Pi} = -\delta_\Pi \pm \sqrt{\delta_\Pi^2 - 1} = -\delta_\Pi \pm j\omega_\Pi;$ <p>при $\frac{\Delta f}{f_0} < 0,1 \div 0,2$ получим</p> $\delta_\Pi = 0,5 \frac{\Delta f}{f_0} \delta_k = \frac{\omega_{0\Pi}}{2Q_\Pi};$ $\omega_{0\Pi} \approx \omega_\Pi \approx 1; \quad Q_\Pi = \frac{f_0}{\Delta f \delta_k}$

Определение порядка *ARC*-фильтра (числа звеньев первого и второго порядка) обычно производится не по АЧХ, а по характеристикам затухания, представляющих собой зависимость десятичного логарифма величины обратной коэффициенту передачи фильтра от частоты, т.е. $a = 20 \lg T^{-1}(\omega)$, дБ. Требования к частотным характеристикам удобно задавать графиками допусков. На рис. 2 приведены графики допусков характеристик затухания $a(f)$ различных типов фильтров.

Таблица 4

Наименование	НЧ	ВЧ	П
Графики частотных характеристик			
Расчетные формулы АЧХ	$\frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{T(0)}{\sqrt{d^2 + X^2}}$	$\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{T(\infty)}{\sqrt{d^2 + X^2}}$	$\frac{T_{\max} d}{\sqrt{d^2 + X^2}}$
Расчетные формулы ФЧХ	$-\frac{\pi}{2} - \text{arctg}(XQ)$	$\frac{\pi}{2} - \text{arctg}(XQ)$	$-\text{arctg}(XQ)$
Пояснения к формулам	$T(0)$ – значение АЧХ при $\omega = 0$	$T(\infty)$ – значение АЧХ при $\omega = \infty$	T_{\max} – значение АЧХ при $\omega = \omega_0$
Во всех формулах $X = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$; $d = Q^{-1}$.			
Численные значения $T(0)$ и $T(\infty)$ определяются по АЧХ конкретного <i>ARC</i> -звена, выраженной через параметры элементов при указанных выше условиях			

Для ФНЧ (рис. 2, а) в полосе пропускания $0 \leq f \leq f_x$ затухание не должно превышать заданного значения a_{\max} , а в полосе задержания

$f_k \leq f \leq \infty$ должно быть не меньше a_{\min} . Аналогичные требования можно сформулировать и для остальных типов фильтров.

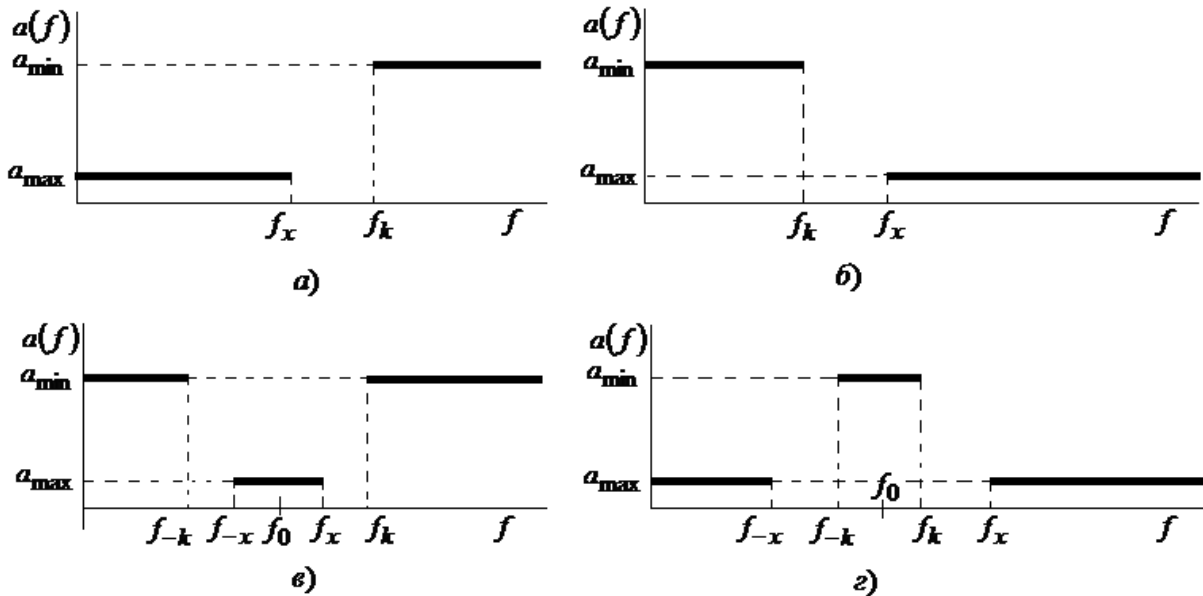


Рис. 2. Графики допусков характеристик затухания: *a* – ФНЧ; *б* – ФВЧ; *в* – ПФ; *г* – РФ

Порядок передаточной функции определяется видом характеристики затухания и требованиями к селективности фильтра. Для произвольных значений неравномерности затухания в полосе пропускания порядок и параметры передаточной функции НЧ-прототипа можно определить по формулам, приведенным в табл. 5. Для фильтров Лежандра аналитического решения не существует.

5.2. Передаточные функции *ARC*-звеньев второго порядка с одним усилителем

В общем случае передаточную функцию *ARC*-звена второго порядка с одним усилителем, имеющую только разложение полинома знаменателя, можно представить в виде

$$\begin{aligned}
 H(p) &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{HN(p)}{D(p)} = \frac{HN(p)}{p^2 + \beta_1 p + \beta_0 - k(\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0)} = \\
 &= \frac{H_1 N(p)}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2},
 \end{aligned} \tag{5}$$

где H , H_1 , $N(p)$ и коэффициенты $\beta_1, \beta_0, \alpha_2, \alpha_1, \alpha_0$ – функции компонентов пассивной *RC*-цепи; ω_0, Q – соответственно частота и добротность по-

люса передаточной функции; k – коэффициент передачи идеализированного усилителя (предполагается, что входное и выходное сопротивления усилителя соответственно равны бесконечности и нулю, значение k не зависит от частоты в некоторой частотной области).

Таблица 5

Тип характеристики	Формула определения порядка фильтра n (НЧ-прототипа)	Примечание
Баттерворта, Бесселя, Лежандра	$\lg C / \lg \Omega_k$, где $\Omega_k = f_k / f_x$	$C = \sqrt{\frac{10^{0,1a_{\min}} - 1}{10^{0,1a_{\max}} - 1}}$ $\Omega_k = f_k / f_x$ для ФВЧ вместо Ω_k в выражение для n под- ставить k $k = 1 / \Omega_k$ $k' = \sqrt{1 - k^2}$
Чебышева	$\frac{\lg(C + \sqrt{C^2 - 1})}{\lg(\Omega_k + \sqrt{\Omega_k^2 - 1})}$	
Инверсная чебышевская	$\frac{\lg(C + \sqrt{C^2 - 1})}{\lg(\Omega_k + \sqrt{\Omega_k^2 - 1})}$	
Золотарева- Кауэра	$\frac{a_{\min} + 12,16 - 20 \lg \sqrt{10^{0,1a_{\max}} - 1}}{6,08 + 20 \lg \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}$	

Известно, что при заданном положении центра корневого годографа ARC -звена второго порядка только два из упомянутых выше коэффициентов являются взаимно независимыми. Следовательно, любой критерий оценки стабильности и технологичности, выражаемый через параметры RC -цепи, также будет функцией двух переменных, которую можно отобразить графически на области определения множества вариантов реализации в виде семейства линий геометрических мест точек заданного значения исследуемого критерия. Отметим, что такое отображение возможно, если область определения множества вариантов реализации выражена через эти же переменные.

Исследования показали, что наиболее целесообразно в качестве взаимно независимых выбрать коэффициенты α_1 и β_1 . Поэтому в дальнейшем все параметры ARC -звеньев второго порядка выражаются через эти коэффициенты.

Варианты *ARC*-звеньев второго порядка с одним усилителем, а также их передаточные функции, выраженные через элементы звена и основные расчетные соотношения, приведены в табл. 6 и 7, в которых приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} G_i &= 1/R_i, & S_i &= 1/C_i, & X &= G_2/G_1, & Y &= G_3/G_1, \\ Z &= C_2/C_1, & t &= C_3/C_1. \end{aligned} \quad (6)$$

Коэффициенты X , Y , Z и t , с одной стороны, отражают разбросы номиналов пассивных компонентов звена от минимальных значений до максимальных (т.е. их отношение), а с другой, – помогают сократить число переменных при решении задачи синтеза *ARC*-звена с заданными значениями добротности и частоты полюса передаточной функции.

5.3. Критерии оценки стабильности и технологичности

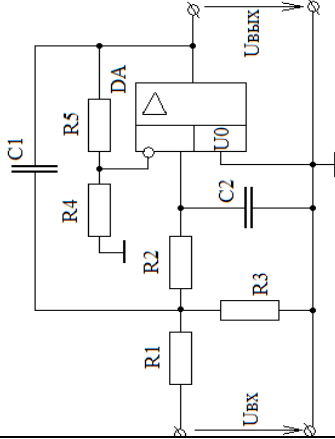
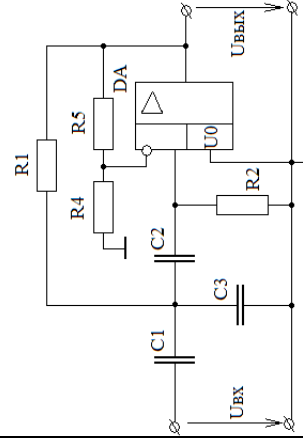
ARC-звеньев второго порядка и передаточных функций фильтров

Важнейшими критериями оценки качества активного *RC*-звена можно считать стабильность и технологичность. Основные предпосылки качественной реализации *ARC*-звена обычно закладываются на этапе выбора схемы.

Отклонение передаточной функции звена второго порядка (1) от номинального значения при воздействии дестабилизирующих факторов характеризует ее стабильность. Для количественной оценки стабильности *ARC*-звена используют различные критерии, среди которых довольно часто применяются частотно-независимые критерии, например, чувствительности добротности S_k^Q и частоты $S_k^{\omega_0}$ к изменению коэффициента передачи активного элемента, которые часто называют активными чувствительностями. Упомянутые критерии связаны с коэффициентами передаточной функции (1) следующими соотношениями:

$$S_k^Q = 0,5S_k^{b_0} - S_k^{b_1}; \quad S_k^{\omega_0} = 0,5S_k^{b_0}. \quad (7)$$

Таблица 6

Схема и тип АРС-звена	Передаточная функция звена, выраженная через параметры элементов	Значения коэффициентов α_{1H} и β_{1H}
<p>1</p>  <p>- низкочастотное (НЧ)</p>	<p>2</p> $T(p) = \frac{kG_1G_2S_1S_2}{p^2 + p[G_2(S_2 + S_1) + S_1(G_1 + G_3)] + G_2S_1S_2(G_1 + G_3) - kpG_2S_2}$ $k = \alpha_{1H}(\beta_{1H} - 1/Q)$	<p>3</p> <p>$2 \leq \alpha_{1H} \leq 3$</p> <p>$2 \leq \beta_{1H} \leq 4$</p> <p>Условие реализации $\beta_{1H} > \alpha_{1H} + 1/\alpha_{1H}$</p>
 <p>- высокочастотное (ВЧ)</p>	$T(p) = \frac{p^2k \frac{S_3}{S_1 + S_3}}{p^2 + p[S_1S_3 \frac{(G_1 + G_3)}{(S_1 + S_3)} + G_2S_2] + \frac{G_1G_2S_1S_2S_3}{S_1 + S_2} - pk \frac{G_1S_1S_3}{S_1 + S_2}}$ $k = \alpha_{1H}(\beta_{1H} - 1/Q)$	<p>$2 \leq \alpha_{1H} \leq 3$</p> <p>$2 \leq \beta_{1H} \leq 4$</p> <p>Условие реализации $\beta_{1H} > \alpha_{1H} + 1/\alpha_{1H}$</p>

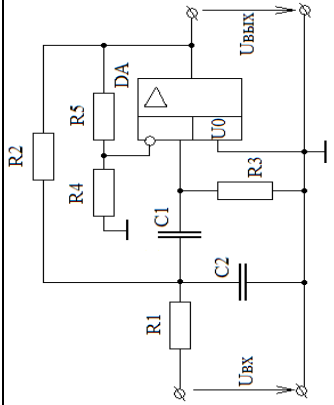
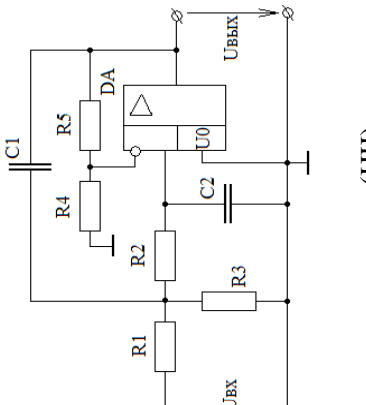
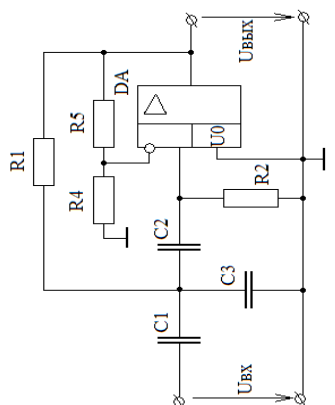
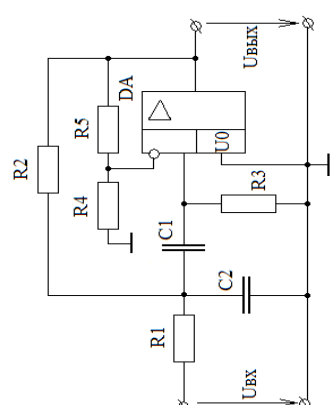
 <p style="text-align: center;">- ПОЛОСОВОЕ</p>	$T(p) = \frac{pkG_1S_2}{p^2 + p[S_1(G_1 + G_2 + G_3) + S_2G_3] + S_1S_2G_3(G_1 + G_2) - pkG_2S_1}$ $k = \alpha_{1H}(\beta_{1H} - 1/Q)$	$2 \leq \alpha_{1H} \leq 3$ $3 \leq \beta_{1H} \leq 4$ Условие реализации $\beta_{1H} > \alpha_{1H} + 1/\alpha_{1H}$
--	--	---

Таблица 7

Схема и тип ARC-звена	Формулы расчета номинальных значений пассивных компонентов звена	Формулы расчета чувствительностей	Разбросы номиналов компонентов
 <p style="text-align: center;">- низкочастотное (НЧ)</p>	$X = (1 + Y)[\alpha_{1H}(\beta_{1H} - \alpha_{1H}) - 1]; \quad Z = \frac{\alpha_{1H}^2 X}{1 + Y}$ <p>Значение Y выбирается произвольно в пределах заданных разбросов номиналов компонентов;</p> $\frac{G_1 S_1}{\omega_0} = \frac{\alpha_{1H}}{XZ}; \quad \omega_0 = 2\pi f_0; \quad k = 1 + \frac{R_5}{R_4}$ $R1 = \frac{XZ}{C_1 2\pi f_0 \alpha_{1H}}; \quad G_1 = \frac{\alpha_{1H} \omega_0}{S_1 XZ} = \frac{\alpha_{1H} \omega_0 C_1}{XZ}$	$S_k^Q = \beta_{1H} Q - 1$ $S_k^{\omega_0} = 0.$	$X \leq 10; \quad Y \leq 10; \quad Z \leq 10$ Номинальное значение емкости конденсатора C_1 выбирать по ряду E96 при условии: $10^3 \leq C_1 \leq 10^4$ пФ

Окончание табл. 7

Схема и тип ARC-звена	Формулы расчета номинальных значений пассивных компонентов звена	Формулы расчета чувствительностей	Разбросы номиналов компонентов
 <p style="text-align: center;">- высокочастотное (ВЧ)</p>	$X = \frac{[\alpha_{1H}(\beta_{1H} - \alpha_{1H}) - 1]}{\alpha_{1H}^2}; \quad Z = \frac{t}{(t+1)X\alpha_{1H}^2}$ <p>Значение t выбирается произвольно в пределах заданных разбросов номиналов компонентов; $\omega_0 = 2\pi f_0$; $k = 1 + R_5/R_4$</p> $G_1 S_1 = \frac{\alpha_{1H}(1+t)}{\omega_0}; \quad R_1 = \frac{t}{C_1 2\pi f_0 \alpha_{1H}(1+t)}$ $G_1 = \frac{\alpha_{1H} \omega_0 (1+t)}{S_1 t} = \frac{\alpha_{1H} \omega_0 C_1 (1+t)}{t}$	$S_k^Q = \beta_{1H} Q - 1$ $S_k^{\omega_0} = 0.$	<p>$X \leq 10$; $Y \leq 10$; $Z \leq 10$</p> <p>Номинальное значение емкости конденсатора C_1 выбирать по ряду Е96 при условии:</p> $10^3 \leq C_1 \leq 10^4 \text{ пФ}$
<p>полосовое</p> 	$X > \frac{\alpha_{1H}[\beta_{1H} - 2\alpha_{1H} - \sqrt{\beta_{1H}^2 - 4}]}{2[1 - \alpha_{1H}(\beta_{1H} - \alpha_{1H})]}; \quad k = 1 + R_5/R_4$ $Z = \frac{X^2}{X^2[\alpha_{1H}(\beta_{1H} - \alpha_{1H}) - 1] + X\alpha_{1H}(\beta_{1H} - 2\alpha_{1H}) - \alpha_{1H}^2}$ $Y = \frac{(\beta_{1H} - \alpha_{1H})X - \alpha_{1H}}{\alpha_{1H}(1+Z)}; \quad \omega_0 = \frac{X}{S_1}, \quad \omega_0 = 2\pi f_0$ $G_1 = \frac{\alpha_{1H} \omega_0}{S_1 X} = \frac{\alpha_{1H} \omega_0 C_1}{X}; \quad R_1 = \frac{X}{C_1 2\pi f_0 \alpha_{1H}}$	$S_k^Q = \beta_{1H} Q - 1$ $S_k^{\omega_0} = 0.$	<p>$X \leq 10$; $Y \leq 10$; $Z \leq 10$</p> <p>Номинальное значение емкости конденсатора C_1 выбирать по ряду Е96 при условии:</p> $10^3 \leq C_1 \leq 10^4 \text{ пФ}$

Частотно-независимые критерии дают косвенную оценку стабильности звена, в этом их недостаток. Обычно они используются в тех случаях, когда выражения частотно-зависимых критериев не пригодны для аналитических исследований.

С практической точки зрения наибольший интерес представляют частотно-зависимые критерии, поскольку в них содержится более полная информация о стабильности *ARC*-звена. Обычно рассматривают чувствительности амплитудно-частотной (АЧХ) и фазово-частотной (ФЧХ) характеристик к изменению заданного компонента цепи.

В установившемся режиме (при $p = j\omega$) передаточная функция звена второго порядка (1) может быть представлена в следующем виде:

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| e^{j\psi(\omega)} = e^{\alpha(\omega) + j\psi(\omega)}, \quad (8)$$

где $\alpha(\omega) = \ln |T(j\omega)|$; $\psi(\omega) = \arg T(j\omega)$.

Формула чувствительности передаточной функции звена к изменению X_i -компонента имеет вид

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{d[l_n T(j\omega)]}{d[l_n X_i]}. \quad (9)$$

С учетом соотношения (8) выражение (9) принимает вид

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = S_{X_i}^{\alpha(\omega)} + jS_{X_i}^{\psi(\omega)}, \quad (10)$$

где $S_{X_i}^{\alpha(\omega)} = \frac{d\alpha(\omega)}{dX_i/X_i} = \frac{d[l_n |T(j\omega)]}{d l_n X_i}$ – чувствительность АЧХ; (11)

$$S_{X_i}^{\psi(\omega)} = \frac{d\psi(\omega)}{dX_i/X_i} = \frac{d[\arg T(j\omega)]}{d X_i/X_i} \text{ – чувствительность ФЧХ.} \quad (12)$$

Перечисленные критерии удобно использовать в области частот, для которых можно считать, что коэффициент усиления операционного усилителя не зависит от частоты. При частотах, выходящих за пределы этой об-

ласти, дополнительно к рассмотренным критериям оценки стабильности обычно используют также комплексный показатель произведения чувствительности добротности S_k^Q или другой функции на реализуемый коэффициент передачи активного элемента k , например:

$$\gamma_k^Q = kS_k^Q. \quad (13)$$

Более наглядное представление о стабильности ARC -звена дают многопараметрические критерии оценки стабильности, позволяющие учесть дестабилизирующее воздействие всех его элементов. В простейшем случае в качестве такого критерия можно использовать *сумму модулей чувствительностей АЧХ* к изменению всех компонентов звена, расчетное выражение которого можно привести к виду:

$$\begin{aligned} \eta &= \sum_{i=1}^{n_G} |S_{G_i}^{\alpha(\omega)}| + \sum_{i=1}^{n_S} |S_{S_i}^{\alpha(\omega)}| + \sum_{i=1}^{n_a} |S_{a_i}^{\alpha(\omega)}| = \\ &= \sum_{i=1}^{n_G} \eta_{G_i} + \sum_{i=1}^{n_S} \eta_{S_i} + \sum_{i=1}^{n_a} \eta_{a_i} = \eta_G + \eta_S + \eta_a = \eta_{\Pi} + \eta_a, \end{aligned} \quad (14)$$

где $\eta_{X_i} = |S_{X_i}^{\alpha(\omega)}|$; n_G, n_S, n_a – соответственно число резисторов, конденсаторов и активных элементов; X_i – обозначение i -го элемента схемы; η_{Π} – сумма модулей чувствительностей пассивных компонентов. Оценка стабильности по этому критерию соответствует «наихудшему случаю» отклонения параметров компонентов звена и проводится с большим запасом. Более точную оценку стабильности дает критерий, предложенный Шеффлером:

$$\begin{aligned} \lambda &= \sum_{i=1}^{n_G} |S_{G_i}^{\alpha(\omega)}|^2 + \sum_{i=1}^{n_S} |S_{S_i}^{\alpha(\omega)}|^2 + \sum_{i=1}^{n_a} |S_{a_i}^{\alpha(\omega)}|^2 = \\ &= \sum_{i=1}^{n_G} \lambda_{G_i} + \sum_{i=1}^{n_S} \lambda_{S_i} + \sum_{i=1}^{n_a} \lambda_{a_i} = \lambda_G + \lambda_S + \lambda_a = \lambda_{\Pi} + \lambda_a, \end{aligned} \quad (15)$$

где $\lambda_{X_i} = \left| S_{X_i}^{\alpha(\omega)} \right|^2$; λ_{Π} – сумма квадратов чувствительностей пассивных компонентов.

Формулы расчета пассивных активных чувствительностей схем звеньев второго порядка из табл. 6 приведены в табл. 8. Там же приведены формулы расчета коэффициентов передачи звеньев на частоте настройки.

К критериям технологичности можно отнести разбросы номиналов пассивных компонентов звена (отношение наибольшего значения одноименных компонентов к наименьшему или наоборот), простоту регулировки, качество элементной базы, заданное значение коэффициента передачи звена на частоте полюса (частоте настройки) T_0 (в этом случае отпадает необходимость в элементах согласования), значение реализуемого коэффициента передачи k усилительного элемента и т.д.

5.4. Передаточные функции фильтров с заданными характеристиками затухания

Значения полюсов передаточных функций полиномиальных НЧ-прототипов фильтров Баттерворта, Чебышева, Золотарёва – Кауэра и инверсного Чебышева для дискретных значений неравномерности затухания в полосе $a_{\max} = 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 3,0$ дБ приведены в таблицах П1, П2, П3, П4.

Для НЧ-прототипов фильтров Баттерворта передаточные функции приведены только для неравномерности затухания $a_{\max} = 3,0$ дБ. При неравномерностях, отличных от данной, значения полюсов, приведенные в табл. П1, П2, П3, П4, необходимо домножить на число $\chi = 1/\sqrt{10^{0,1a_{\max}} - 1}$. Каждый полюс представляется парой чисел – вещественной и мнимой составляющими. Если записано только одно число, то это означает, что полюс вещественный.

Таблица 8

Параметр звена	Тип АРС-звена		
	Низкочастотное – НЧ	Высокочастотное - ВЧ	Полосовое - П
Модуль коэффициента передачи звена на частоте полюса ω_0 (коэффициент усиления звена)	$T_0 = \frac{Q\beta_{1H} - 1}{\alpha_{1H}(1+Y)}$	$T_0 = \frac{t(Q\beta_{1H} - 1)}{\alpha_{1H}(1+t)}$	$T_0 = \frac{Q\beta_{1H} - 1}{X}$
Чувствительность АЧХ к изменению параметров компонентов звена (пассивная и активная чувствительности)	$\eta_G = \frac{2Q}{\alpha_{1H}} - 1 \text{ при } \alpha_{1H} \leq \frac{Q}{1+Y};$ $\eta_G = \frac{2QY}{\alpha_{1H}(1+Y)} + 1 \text{ при } \alpha_{1H} > \frac{Q}{1+Y};$ $\eta_S = 2Q(\beta_{1H} - \alpha_{1H}) - 1 \text{ при } \beta_{1H} > \alpha_{1H} + \frac{1}{Q}$ $\eta_S = 1 \text{ при } \beta_{1H} < \alpha_{1H} + \frac{1}{Q};$ $\eta_\alpha = Q\beta_{1H}$	$\eta_{G_{ВЧ}} = \eta_{S_{ВЧ}}$ $\eta_{S_{ВЧ}} = \eta_{G_{ВЧ}}$ $\eta_\alpha = \beta_{1H}Q$	$\eta_G = \frac{Q}{m} [\beta_{1H} - 2\alpha_{1H} + \sqrt{\beta_{1H}^2 - 4}] - 2$ $\eta_S = \frac{4Qm}{[2(m-1)\alpha_{1H} + \beta_{1H} + \sqrt{\beta_{1H}^2 - 4}]}$ $m = \frac{X[\beta_{1H} - 2\alpha_{1H} + \sqrt{\beta_{1H}^2 - 4}]}{2\alpha_{1H}}$ $\eta_\alpha = Q\beta_{1H}$

В таблицах прил. 3 кроме значений полюсов приводится ряд важных параметров частотных и временных характеристик:

$b(1)$ – значение (град.) фазовой характеристики на нормированной частоте $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = 1$;

Δb_{\max} – максимальное отклонение фазовой характеристики в полосе пропускания от линейного закона, град.;

$t_{\text{Гр}}(0)$ – групповое время прохождения (ГВП) при $\Omega = 0$;

$t_{\text{Гр}}(1)$ – групповое время прохождения (ГВП) при $\Omega = 1$;

t_3 – время задержки; $t_{\text{П}}$ – время нарастания переходной характеристики; δ – выброс переходной характеристики;

Q_{\max} – максимальное значение добротности;

$J = \partial A / \partial \Omega_{\Omega=1}$ – параметр, характеризующий крутизну характеристики затухания на частоте $\Omega = 1$.

Пересчет перечисленных параметров для реального ФНЧ производится с учетом заданной частоты среза f_x .

Пример 1

Пользование таблицами П1, П2, П3 покажем на примере расчета передаточной функции ФНЧ Чебышева, характеристика затухания которого должна удовлетворять следующим исходным данным:

- полоса пропускания $0 \leq f \leq f_x = 3,4$ кГц;
- затухание в полосе пропускания $a \leq a_{\max} = 0,5$ дБ;
- полоса задерживания (в кГц) $4,7 = f_k \leq f < \infty$;
- минимально допустимое затухание в полосе задерживания $a_{\min} = 35$ дБ.

Решение:

1. Вычисляем нормированную частоту $\Omega_k = f_k / f_x = 4,7 / 3,4 = 1,382$.

2. По формулам табл. 5 определяем порядок фильтра НЧ-прототипа

$$n = \frac{\lg(C + \sqrt{C^2 - 1})}{\lg(\Omega_k + \sqrt{\Omega_k^2 - 1})} = \frac{\lg(160,66 + \sqrt{160,66^2 - 1})}{\lg(1,382 + \sqrt{1,382^2 - 1})} = 6,78,$$

$$\text{где } C = \sqrt{\frac{10^{0,1a_{\min}} - 1}{10^{0,1a_{\max}} - 1}} = \sqrt{\frac{10^{0,1 \cdot 35} - 1}{10^{0,1 \cdot 0,5} - 1}} = \sqrt{\frac{3162,28 - 1}{1,12 - 1}} = 160,66.$$

Округляем полученное значение n до ближайшего целого и учитывая, что расчет проведен для $a_{\min} = 35$ дБ, т.е. для граничного значения затухания, увеличиваем округленное значение n на единицу с целью создания запаса по расчетному затуханию. Окончательно принимаем значение $n = 8$.

3. Из табл.П2 выписываем значения полюсов нормированной передаточной функции НЧ-прототипа:

$$\Lambda_{1,2} = -\Sigma_1 \pm j\Omega_1 = -0,219293 \pm j0,199908,$$

$$\Lambda_{3,4} = -\Sigma_3 \pm j\Omega_3 = -0,185908 \pm j0,569288,$$

$$\Lambda_{5,6} = -\Sigma_5 \pm j\Omega_5 = -0,124219 \pm j0,852000,$$

$$\Lambda_{7,8} = -\Sigma_7 \pm j\Omega_7 = -0,043620 \pm j1,005002.$$

4. Для предстоящей операции денормирования частоты составляем выражение

$$T(\Lambda) = \prod_{i=j=1}^4 A_{j0} / (\Lambda^2 + A_{j1}\Lambda + A_{j0}), \text{ где}$$

$A_{11} = 0,438586,$	$A_{10} = 0,088052,$
$A_{21} = 0,371815,$	$A_{20} = 0,358650,$
$A_{31} = 0,248420,$	$A_{30} = 0,741332,$
$A_{41} = 0,087240,$	$A_{40} = 1,011932.$

Коэффициенты A_{j0} и A_{i1} вычислены по формулам

$$A_{i1} = 2\Sigma_i; \quad A_{j0} = \Sigma_i^2 + \Omega_j^2.$$

Постоянные множители $M_j = A_{j0}$ взяты равными значениям коэффициентов при нулевой степени Λ в знаменателе исходя из того, что каждый сомножитель при $\Lambda = 0$ должен быть равным единице.

5. Производим денормирование функции Λ по частоте, подставляя $\Lambda = p/\omega_x = p/(2\pi f_x) = p/(2\pi \cdot 3400) = p/(2,136283 \cdot 10^4)$ в выражение для функции $T(\Lambda)$. В результате получим

$$T(p) = \prod_{i=j=1}^4 a_{j0} / (p^2 + a_{j1}p + a_{j0}),$$

$$\begin{aligned}
 \text{где } a_{11} &= 9,369438 \cdot 10^3, & a_{10} &= 40,184334 \cdot 10^6, \\
 a_{21} &= 7,943042 \cdot 10^3, & a_{20} &= 163,6777 \cdot 10^6, \\
 a_{31} &= 5,306954 \cdot 10^3, & a_{30} &= 338,3221 \cdot 10^6, \\
 a_{41} &= 1,863693 \cdot 10^3, & a_{40} &= 461,8159 \cdot 10^6.
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

С учетом выражений для передаточных функций АРС-звеньев из табл. 2, соотношений (3) и (16) можно, например, записать для первого звена $\omega_{01}^2 = a_{10}$; $\frac{\omega_{01}}{Q_{01}} = a_{11}$ или $Q_{01} = \sqrt{a_{10}}/a_{11}$. Результаты расчета добротностей и частот полюсов звеньев второго порядка реализуемого ФНЧ приведены в табл. 9.

Таблица 9

№ звена	Частота полюса $f_{01} = \omega_{01}/2\pi$, Гц	Добротность полюса	Постоянная передачи звена $b_{01} = a_{10}, (c^{-1})^2$
1	1008,9009	0,7408655	40184334
2	2036,1739	1,6106748	163677700
3	2927,4219	3,4659305	338322100
4	3420,2241	11,530816	461815900

На основании вспомогательных данных приведенных в таблицах П1, П2, П3, П4 устанавливаем, что в полосе пропускания набег фазы $b(1) = 523^\circ$. При этом максимальное отклонение фазовой характеристики от линейной зависимости в той же полосе составляет 39° . При $\omega = 0$ групповое время прохождения $t_{гр} = 3 \cdot 10^{-4}$ с, а при $\omega = \omega_x = 2\pi \cdot 3400$ с $^{-1}$ будет $t_{гр}/(2\pi \cdot 3400) = 27/(2\pi \cdot 3400) = 1,26 \cdot 10^{-3}$ с. Величина выброса переходной характеристики составляет $\delta = 0,23$. Время нарастания $t_{п} = 2,0/(2\pi \cdot 3400) = 9,36 \cdot 10^{-5}$ с, а время задержки $t_3 = 6,2/2\pi \cdot 3400 = 2,90 \cdot 10^{-4}$ с. Максимальная добротность полюса $Q_{max} = 12$, а значение параметра $J = 60,5$.

5.5. Особенности расчета передаточных функций второго порядка фильтров верхних частот и полосовых фильтров с заданными АЧХ

Для расчета передаточной функции любого типа необходимо предварительно определить требования к НЧ-прототипу. Для этого рассчитывается нормированная частота Ω_k по формулам, приведенным в табл. 10.

Таблица 10

Тип фильтра	Ω_k	Λ
НЧ	ω_k / ω_x	p / ω_x
ВЧ	ω_x / ω_k	ω_x / p
П	$\frac{\omega_0}{\omega_x - \omega_{-x}} \left(\frac{\omega_k}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_k} \right)$	$\frac{\omega_0}{\omega_x - \omega_{-x}} \left(\frac{p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{p} \right)$
Р	$\left[\frac{\omega_0}{\omega_x - \omega_{-x}} \left(\frac{\omega_k}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_k} \right) \right]^{-1}$	$\left[\frac{\omega_0}{\omega_x - \omega_{-x}} \left(\frac{p}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{p} \right) \right]^{-1}$

В общем случае передаточная функция НЧ-прототипа приводится к виду

$$T(\Lambda) = \frac{M \prod_{k=1}^{m/2} (\Lambda^2 + \Omega_{k0}^2)}{(\Lambda - \Lambda_0)^r \prod_{k=1}^{(n-r)/2} (\Lambda^2 + A_{k1}\Lambda + A_{k0})} = \frac{M \prod_{k=1}^{m/2} (\Lambda - j\Omega_{k0})(\Lambda + j\Omega_{k0})}{(\Lambda - \Lambda_0)^r \prod_{k=1}^{(n-r)/2} (\Lambda - \Lambda_k)(\Lambda - \bar{\Lambda}_k)},$$

где m – степень полинома числителя (всегда четная), $m = n$ – при n четном и $m = n - 1$ – при n нечетном; n – степень полинома знаменателя (может быть четной или нечетной); $r=0$, если n четно, и $r=1$ если n нечетно;

$$\begin{aligned} \Lambda_k &= -\Sigma_k + j\Omega_k; & \bar{\Lambda}_k &= -\Sigma_k - j\Omega_k; & \Lambda_0 &= -\Sigma_0; & A_{k1} &= 2\Sigma_k; \\ A_{k0} &= \Sigma_k^2 + \Omega_k^2; & M &= (-\Lambda)^r \frac{\prod_{k=1}^{(n-r)/2} A_{k0}}{\prod_{k=1}^{m/2} \Omega_{k0}^2}. \end{aligned} \quad (17)$$

Применение преобразований табл. 10 приводит к следующим выражениям передаточных функций:

$$\text{- для ФНЧ } T(p) = \frac{M_{\text{НЧ}}}{(p - \Lambda_0 \omega_x)^r} \cdot \frac{\prod_{k=1}^{m/2} (p^2 + \Omega_{k0}^2 \omega_x^2)}{\prod_{k=1}^{(n-r)/2} (p^2 + A_{k1} \omega_x p + A_{k0} \omega_x^2)}, \quad (18)$$

где $M_{\text{НЧ}} = M \omega_x^{n-m}$; M – для фильтров Кауэра и инверсных чебышевских рассчитывается по соотношениям (17).

Реализуемое значение частоты полюса $\omega_{0\text{НЧ}} = \omega_x \sqrt{A_{k0}} = 2\pi f_{0\text{НЧ}}$;

$$\text{- для ФВЧ } T(p) = \frac{M_{\text{ВЧ}}}{(p - \omega_x / \Lambda_0)^r} \cdot \frac{\prod_{k=1}^{m/2} (p^2 + \omega_x^2 / \Omega_{k0}^2)}{\prod_{k=1}^{(n-r)/2} (p^2 + A_{k1} \omega_x p / A_{k0} + \omega_x^2 / A_{k0})},$$

$$\text{где } M_{\text{ВЧ}} = \frac{M \prod_{k=1}^{m/2} \Omega_{k0}^2}{(-\Lambda_0)^r \prod_{k=1}^{(n-r)/2} A_{k0}}; \quad (19)$$

M – для фильтров Кауэра и инверсных чебышевских рассчитывается по соотношениям (17).

Реализуемое значение частоты полюса $\omega_{0\text{ВЧ}} = \omega_x / \sqrt{A_{k0}} = 2\pi f_{0\text{ВЧ}}$;

- для полосового фильтра

$$T(p) = \frac{M_{\text{П}} p^{n-m} \prod_{k=1}^{m/2} (p^2 + \omega_{k10}^2)(p^2 + \omega_{k20}^2)}{(p^2 + a_{11}p + a_{10})^r \prod_{k=1}^{(n-r)/2} (p^2 + a_{k11}p + a_{k10})(p^2 + a_{k21}p + a_{k20})}, \quad (20)$$

где

$$M_{\text{П}} = M (\omega_x - \omega_{-x})^{n-m}; \quad a_{k11} = 2\delta_{k1}; \quad a_{k21} = 2\delta_{k2}; \quad a_{k10} = \delta_{k1}^2 + \omega_{k1}^2;$$

$$a_{k20} = \delta_{k2}^2 + \omega_{k2}^2;$$

δ_{k1}, δ_{k2} , и ω_{k1}, ω_{k2} соответственно вещественная и мнимая части полюса p_{k1} (p_{k2}) по модулю.

С учетом выражений для передаточных функций *ARC*-звеньев из табл. 2 и соотношений (17) – (20) можно вычислить частоту и добротность полюса. Например, для первого звена полосового фильтра по соотношению (20) можно записать $\omega_{01}^2 = a_{10}$; $\frac{\omega_{01}}{Q_{01}} = a_{11}$ или $Q_{01} = \sqrt{a_{10}}/a_{11}$. Реа-

лизуемое значение частоты полюса полосового звена второго порядка получим умножением нормированной частоты с учетом (20) на среднюю частоту полосы пропускания, т.е.:

$$\omega_{0i} = \sqrt{a_{i10}} \cdot \sqrt{\omega_x \omega_{-x}} = 2\pi f_{0i} \cdot (\text{с}^{-1}), \text{ или } f_{0i} = \sqrt{a_{i10}} \cdot \sqrt{f_x f_{-x}}.$$

Полюсы передаточной функции *i*-звена второго порядка полосового фильтра вычисляются по формуле

$$p_{i1,2} = \Delta\omega\Lambda_i \pm \sqrt{(\Delta\omega\Lambda_i)^2 - \omega_0^2} = -\delta_{i1,2} + j\omega_{i1,2}, \quad (21)$$

где $\Delta\omega = 0,5(\omega_x - \omega_{-x})$, $\omega_0 = \sqrt{\omega_x \omega_{-x}}$.

Следует обратить внимание на то обстоятельство, что одному вещественному полюсу передаточной функции НЧ-прототипа соответствует одна пара комплексно сопряженных полюсов полосового фильтра. Одному комплексному полюсу $\Lambda_k = -\Sigma_k + j\Omega_k$ соответствует пара полюсов p_{k1} и p_{k2} , которые не являются сопряженными друг другу. Пара полюсов p_{k1} и p_{k2} , сопряженная паре \bar{p}_{k1} и \bar{p}_{k2} получается по формуле (21), если заменить полюс Λ_k на сопряженный полюс $\bar{\Lambda}_k$. Таким образом, одной паре комплексно сопряженных полюсов передаточной функции НЧ-прототипа соответствует две пары комплексно сопряженных полюсов полосового фильтра.

Аналогичные вычисления частоты и добротности проводятся для остальных звеньев фильтра.

Для вычисления нулей передаточной функции полосового фильтра можно использовать выражение (21), полагая

$$p_{k10} = j \left\{ \Delta\omega\Omega_{k0} + \sqrt{(\Delta\omega\Omega_{k0})^2 + \omega_0^2} \right\} = j\omega_{k10},$$

$$p_{k20} = j \left\{ \Delta\omega\Omega_{k0} - \sqrt{(\Delta\omega\Omega_{k0})^2 + \omega_0^2} \right\} = j\omega_{k20}.$$

Вторую пару нулей получим для значения $\Lambda_k = -j\Omega_{k0}$.

При распределении усиления между звеньями для фильтров Баттерворта, Чебышева, Бесселя и Лежандра необходимо учитывать, что приведенные в п. 5.5 выражения передаточных функций и расчетные соотношения справедливы для *ARC*-звеньев с конечными значениями нулей передачи (фильтры Кауэра и инверсные чебышевские). Для звеньев фильтров Баттерворта, Бесселя, Чебышева и Лежандра (см. табл. 2) с нулями передачи в начале комплексной плоскости (ВЧ-фильтры) и в бесконечности (НЧ-фильтры) при расчете коэффициента усиления звена необходимо ориентироваться на значение коэффициента передачи звена на частоте полюса, т.е. на T_{0i} . Тогда значение коэффициента усиления фильтра на час-

тоте среза ω_x можно определить как произведение $T_{\omega_x} = \prod_{i=1}^m T_{\omega_{0i}}$, где m –

число звеньев *ARC*-фильтра. Подобное представление сомножителей неоднозначно, так как каждый из них можно домножить на постоянный множитель M . Тогда выражение для коэффициента усиления фильтра на частоте среза ω_x принимает вид

$$T_{\omega_x} = \prod_{i=1}^m M_i T_{\omega_{0i}}.$$

Произведение множителей M_i должно быть равно единице, при этом имеет значение их выбор. Для упрощения расчетов принимаем значения всех M_i равными единице и общее усиление фильтра равным N , что позволяет исходную формулу привести к виду

$$T_{\omega_x} = \prod_{i=1}^m M_i T_{\omega_{0i}} = \prod_{i=1}^m T_{0i} = N,$$

где $N = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ – результирующее усиление фильтра; $U_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВХ}}$ – действующие значения выходного и входного напряжения фильтра.

Подобное представление позволяет определить общее усиление фильтра с учетом варианта реализации каждого звена по соотношениям

для T_0 из табл.8. Для удобства пользователей приведем часть этой таблицы:

Параметр звена	Тип ARC-звена второго порядка		
	Низкочастотное – НЧ	Высокочастотное - ВЧ	Полосовое - П
Модуль коэффициента передачи i -звена на частоте ω_0	$T_0 = \frac{Q\beta_{1H} - 1}{\alpha_{1H} (1 + Y)}$	$T_0 = \frac{t(Q\beta_{1H} - 1)}{\alpha_{1H} (1 + t)}$	$T_0 = \frac{Q\beta_{1H} - 1}{X}$

С учетом изложенного процедуру расчета усиления звеньев фильтра можно изложить в следующей последовательности:

1. Вычислить значение $N = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$.
2. По выбранным значениям коэффициентов α_{1H} , β_{1H} , t (см.табл. 6) и рассчитанным значениям добротности полюса Q_i (см. табл. 3), функций X и Y , определяющих разбросы резистивных элементов ARC-звена (см. табл. 6 и 7), находим значения T_{0i} для $(m - 1)$ звеньев.

3. Усиление последнего звена определяем по формуле

$$T_{0m} = N / \left(\prod_{i=1}^{m-1} T_{0i} \right).$$

4. Последовательность включения звеньев определяем исходя из уровня шумов и сигналов при выполнении условий: $Q_i < Q_{i+1}$, $T_{0i} < T_{0(i+1)}$.

Значение N определяется с учетом задания на проектирование. Во всех вариантах принимаем значение входного напряжения 200 мВ, выходного – 2,0 В.

Пример 2

Сформулировать требования к НЧ-прототипу при заданных требованиях к полосовому фильтру:

- неравномерность АЧХ $a_{\max} = 3$ дБ в полосе частот (кГц) $16,3 = f_{-x} \leq f \leq f_x = 19,4$;
- $a_{\min} = 40$ дБ в полосе частот $f \leq f_{-k} = 15,4$ кГц и $f \geq f_k = 20,3$ кГц.

Решение:

Для фильтров, рассчитываемых по НЧ-прототипу, должны быть выполнены условия геометрической симметрии $f_{-x}f_x = f_{-k}f_k$. Поэтому симметрирование требований к ПФ осуществляется так, чтобы исходные условия не нарушались. Для этого можно, например, изменить одну из частот f_{-k} или f_k . Допустим, что решено изменить f_{-k} , тогда новое значение этой частоты:

$$f_{-k} = f_{-x}f_x / f_k = 16,3 \cdot 19,4 / 20,3 = 15,577339 \text{ кГц.}$$

При этом полоса перехода слева от полосы пропускания будет меньше, чем задано, т.е. исходные условия выполняются с запасом, что допустимо. По формулам табл. 10 вычисляем

$$\Omega_k = \frac{\omega_0}{\omega_x - \omega_{-x}} \left(\frac{\omega_k}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_k} \right) = 1,523, \text{ где } \omega_0 = 2\pi\sqrt{f_{-x}f_x} = 2\pi \cdot 17,782575 \text{ с}^{-1}.$$

Таким образом, имеем следующие требования к характеристике затухания НЧ-прототипа: $a_{\max} = 3$ дБ в полосе $0 \leq \Omega \leq 1$; $a_{\min} = 40$ дБ в полосе $1,523 \leq \Omega \leq \infty$.

5.6. Звенья первого порядка на операционном усилителе

К звеньям первого порядка относятся электрические цепи, реализующие передаточную функцию вида

$$T(p) = M \frac{b_1 p + b_0}{p + \omega_0}, \quad (22)$$

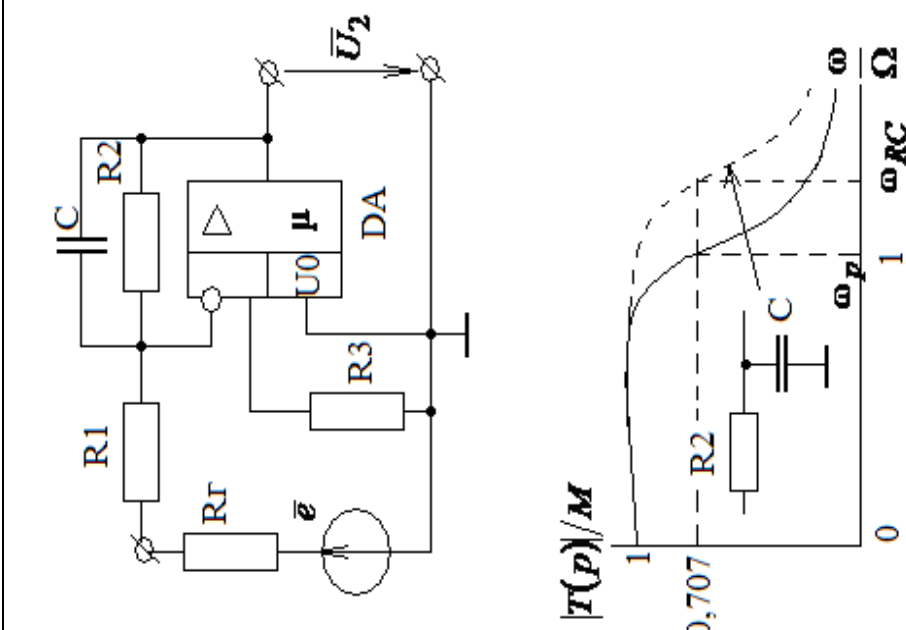
где M – коэффициент плоского усиления (в общем случае отрицательный, так как операционный усилитель включен по схеме инвертирующего);

ω_0 – частота полюса.

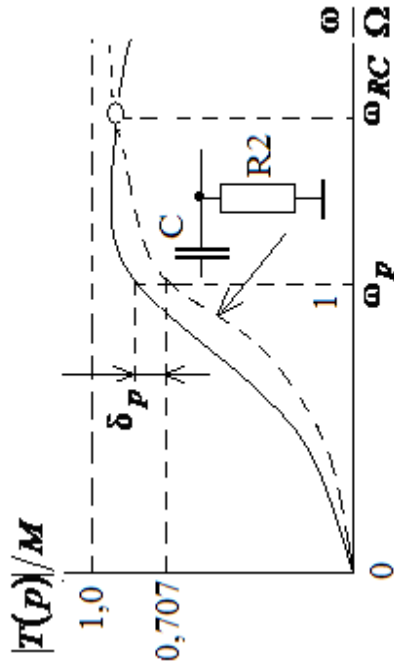
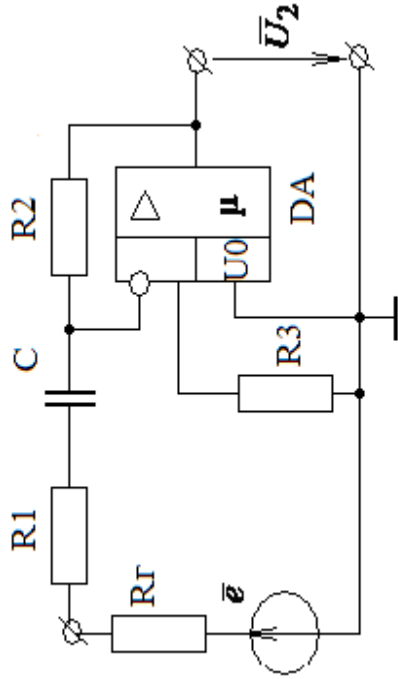
Рассматриваемые звенья на ОУ применяются в качестве простейших корректирующих и фильтрующих устройств, при необходимости получения $|-M| \geq 1$, а также входят в состав сложных фильтров.

Схемы ФНЧ и ФВЧ на ОУ, выражения передаточных функций и порядок расчета приведены в табл.11. Заданными являются частота полюса ω_0 и плоское усиление $M = K_0$.

Таблица 11

<p>1</p> <p>Схема фильтра и его АЧХ</p>	<p>2</p> <p>Передаточные функции и их параметры</p>
<p>ФНЧ</p> 	$T(p) = \bar{U}_2 / \bar{e} = M / (1 + p / \omega_0); \quad M = T(0)$ $M = -K_0(1 - \delta_1); \quad K_0 = R_2 / R_1; \quad \omega_{RC} = 1 / RC$ $\delta_1 = \frac{K_0}{\mu_0} \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{r_{вх}} \right); \quad \omega_0 = \omega_{RC} (1 + \delta_1) / (1 + \delta_1 \omega_{RC} / \omega_\mu).$ <p>Расчет:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1) $R'_1 \geq R_\Gamma$; $R_1 = R'_1 + R_\Gamma$; $R_2 = K_0 R_1$; При больших значениях R_1 рекомендуется $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. 2) Выбор ОУ: μ_0, $r_{вх}$, $\omega_\mu = 2\pi f_\mu$. Коррекция внутренняя или внешняя в режиме повторителя ($K_0 = 1$). 3) Вычислить δ_1, $\omega_{RC} = \omega_0 / (1 - \delta_1 \omega_0 / \omega_\mu)$. 4) Вычислить $C = 1 / (\omega_{RC} R_2)$

ФВЧ



$$T(p) = \bar{U}_2 / \bar{e} = \frac{Mp / \omega_0}{1 + p / \omega_0}; \quad M = T(\infty); \quad K_0 = R_2 / R_1$$

$$M = -K_0 (1 - \delta_3) / (1 + \delta_1 + \delta_3 \omega_{RC} / \omega_{y0});$$

$$R_1 = R'_1 + R_\Gamma; \quad \delta_1 = K_0 (R_1 + R_3 + r_{вх}) / (\mu_0 r_{вх});$$

$$\delta_3 = K_0 R_1 / \mu_0 r_{вх}; \quad \omega_{RC} = 1 / (R_1 C);$$

$$\omega_{y0} = \omega_{RC} / (1 + \delta_1 + \delta_3 \omega_{RC} / \omega_{y0});$$

ω_{y0} - полоса пропускания ОУ с коррекцией без обратной связи.

Расчет:

1) $R'_1 \geq R_\Gamma$; $R_1 = R'_1 + R_\Gamma$; $R_2 = K_0 R_1$; Рекомендуется $R_3 = R_2$.

2) Выбор ОУ: μ_0 , $r_{вх}$, $\omega_\mu = 2\pi f_\mu$. Коррекция внутренняя или внешняя в режиме повторителя ($K_0 = 1$). При внутренней коррекции $\omega_{y0} = \omega_\mu$.

3) Вычислить δ_1 ; δ_3 ; $\omega_{RC} = \omega_0 (1 + \delta_1) / (1 - \delta_3 \omega_0 / \omega_{y0})$.

4) Вычислить $C = 1 / (\omega_{RC} R_1)$.

В звене ФНЧ частотные ограничения ОУ вызывают некоторое смещение частоты полюса ω_0 по сравнению с постоянной времени пассивной RC-цепи $\omega_{RC} = 1/RC$.

$$\delta_{\omega_0} = \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{r_{вх}}\right) \frac{1}{\mu_0 f_{\mu}}, \quad (23)$$

где f_{μ} – частота единичного усиления ОУ; μ_0 – коэффициент усиления по напряжению при нулевой частоте; $r_{вх}$ – входное дифференциальное сопротивление ОУ (по справочным данным).

Значения коэффициентов передаточной функции (22) приведены в табл. 12.

Таблица 12

Тип звена	b_1	b_0	M	Примечание
ФВЧ	1	0	$T(\infty)$	
ФНЧ	0	ω_0	$T(0)$	
ФК – фазовый корректор	- 1	ω_0	$T(0)$ или $T(\infty)$	

Примеры расчета ARC-звеньев первого порядка на одном ОУ приведены ниже.

Пример 3

Рассчитать звено ФНЧ первого порядка по схеме табл.11, входящее в состав ARC-фильтра Баттерворта пятого порядка. Частота среза фильтра $f_x = 2$ кГц. Внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{\Gamma} = 1$ кОм.

Решение:

1. По табл. П1 устанавливаем, что первый корень полинома знаменателя пятого порядка ($n = 5$) отрицательный, вещественный и равен -1 , или $p_1 = -1$, т.е. он соответствует звену первого порядка. Следовательно, согласно (4) частота полюса НЧ-прототипа первого порядка

$$\omega_{01} = \sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2} = 1,0, \text{ а добротность полюса } Q_1 = \frac{\sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2}}{2\sigma_k} = 0,5. \text{ Тогда}$$

реализуемая частота полюса $\omega_0 = \omega_{01}\omega_x = 2\pi f_x$ или $f_0 = f_x = 2$ кГц.

2. Поскольку распределение усиления между каскадами фильтра на этом этапе неизвестно, то в качестве примера задаемся значением

$|K_0 = 80|$. Далее принимая $R_1 = R'_1 + R_\Gamma = 12,5$ кОм, тем самым выполняя условие $R'_1 \geq R_\Gamma$, рассчитаем значения $R_2 = K_0 R_1 = 80 \cdot 12500 = 1$ Мом;

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12,5 \cdot 1000}{1012,5} = 12,35 \text{ кОм.}$$

3. Выбираем ОУ типа 544УД1, для которого

$$\mu_0 = 8 \cdot 10^4; \quad f_\mu = 20 \text{ Гц}; \quad r_{\text{вх}} = \infty.$$

4. Вычисляем

$$\delta_1 = \frac{K_0}{\mu_0} \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{r_{\text{вх}}} \right) = \frac{80}{8 \cdot 10^4} \left(1 + \frac{12,5 + 12,35}{\infty} \right) = 1 \cdot 10^{-3};$$

$$\omega_{RC} = \frac{\omega_0}{\left(1 - \delta_1 \omega_0 / \omega_\mu \right)} = \frac{2\pi \cdot 2000}{\left(1 - \frac{10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 2000}{2\pi \cdot 20} \right)} = 2\pi \cdot 2222.$$

$$\text{Плоское усиление} \quad M = -K_0(1 - \delta_1) = -80(1 - 1 \cdot 10^{-3}) = 79,92.$$

$$5. \text{ Вычисляем } C = \frac{1}{\omega_{RC} R_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 2222 \cdot 10^6} = 72 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 72 \text{ пФ.}$$

Пример 4

Рассчитать звено ФВЧ первого порядка по схеме табл.11, входящее в состав ARC-фильтра Баттерворта пятого порядка. Частота среза фильтра $f_x = 2$ кГц. Внутреннее сопротивление источника сигнала $R_\Gamma = 100$ Ом.

Решение:

1. Аналогично предыдущему примеру находим

$$p_{1,B} = \delta_B \pm j \omega_B = 1 \pm j 0 = -1,$$

$$\text{где } \delta_B = \delta_k / (\delta_k^2 + \omega_k^2) = 1; \quad \omega_B = -\omega_k / (\delta_k^2 + \omega_k^2) = 0.$$

Тогда нормированная частота полюса ВЧ-звена первого порядка $\omega_{01} = \sqrt{\delta_B^2 + \omega_B^2} = 1,0$, а добротность полюса $Q = \omega_0 / 2\delta_B = 0,5$. Следовательно, реализуемая частота полюса $\omega_0 = \omega_{01} \omega_x = 2\pi f_x$ или $f_0 = f_x = 2$ кГц.

2. Поскольку распределение усиления между каскадами фильтра на этом этапе неизвестно, то в качестве примера задаемся значением $|K_0 = 40|$. Далее принимая $R_1 = R'_1 + R_\Gamma = 51,0$ кОм, тем самым выпол-

няя условие $R_1' \geq R_\Gamma$ и обеспечивая достаточно высокое входное сопротивление звена, рассчитаем значение $R_2 = K_0 R_1 = 40 \cdot 51000 = 2,04 \text{ МОм}$. Значение сопротивления R_3 принимаем численно равным значению сопротивления R_2 .

3. Выбираем ОУ типа 544УД1 или К284УД1, для которых при $K_0 = 40$; $\mu_0 = 4 \cdot 10^4$; $f_\mu = 20 \text{ Гц}$; $r_{\text{вх}} = \infty$; $f_{y0} = 400 \text{ Гц}$.

4. Вычисляем по формулам табл. 11 значения поправочных коэффициентов и циклической частоты

$$\delta_1 \leq 10^{-3}; \quad \delta_3 = 0; \quad \omega_{RC} = \omega_0 = 2\pi \cdot 2000.$$

5. Вычисляем значение емкости конденсатора

$$C = \frac{1}{\omega_{RC} R_1} = 1560 \text{ пФ}.$$

5.7. Общие вопросы реализации *ARC*-звеньев второго порядка на ОУ

Параметры конкретных звеньев второго порядка рассчитываются на основе решения задачи аппроксимации. При заданном типе звеньев эти результаты определяют частоты полюса $\omega_0 = 2\pi f_0$ и эквивалентную добротность полюса $Q = 1/d$ каждого звена. После этого для конкретных типов звеньев и элементной базы, выбранных (или заданных) на предварительном этапе, находится результирующая неустойчивость АЧХ (или ФЧХ) по рассчитанным чувствительностям элементов звена (по формулам табл. 6).

Если упомянутое выше считать первым этапом реализации *ARC*-звена, то на втором этапе по формулам табл. 5 и 6 производится расчет номинальных значений резистивных и емкостных элементов звена с учетом ограничений по неустойчивости АЧХ (в данном случае заданными значениями коэффициентов α_{1H} и β_{1H} , а также разбросами номиналов компонентов).

На третьем этапе обычно рассчитываются составляющие полной неустойчивости заданной принципиальной схемы *ARC*-звена с известными типами, номиналами элементов и допусками на них. Все расчеты проводятся по формулам табл. 6 (пассивные и активные чувствительности), а значения коэффициентов, характеризующих влияние различных дестабилизирующих факторов на схемные элементы, находятся по справочникам.

Учет всех дестабилизирующих факторов (кроме старения элементов) фактически уточняет запас по стабильности каждого параметра, который при

наличии в схеме подстроечных элементов определяет интервал между профилактическими настройками, компенсирующими старение, а в случае отсутствия возможности подстройки – допустимый срок эксплуатации фильтра.

6. ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ *ARC*-ФИЛЬТРОВ

Цель курсового проекта – это создание устройства с заданными селективными свойствами. Среди многочисленных требований проекта центральным является обеспечение необходимого преобразования сигнала или, что то же самое, заданных частотных либо временных характеристик. При этом приходится учитывать много сопутствующих условий, таких как стабильность характеристик, шумы и нелинейные искажения, экономичность и технологичность, вопросы настройки и т. д.

В задании решается обратная задача проектирования: требуется построить схему *ARC*-фильтра, частотные характеристики которого находятся в пределах заданных допусков при заданных схемах *ARC*-звеньев первого и второго порядков.

Проектируемую схему предполагается эксплуатировать в условиях действия дестабилизирующих факторов, диапазон изменения которых известен. Например, задана номинальная температура 25 °С и диапазон её изменения ± 5 °С. При этом характеристики прибора не должны выходить за пределы заданных допусков.

Уровень входного сигнала может изменяться, поэтому необходимо обеспечить определенный динамический диапазон (отношение максимального уровня сигнала на выходе фильтра к минимальному) при минимальном уровне шумов и минимальных нелинейных искажениях.

На проектирование устройства существенное влияние оказывают технологические условия, которые налагают ограничения на номиналы элементов (в задании разбросы номиналов элементов не должны превышать десяти) и число элементов. Нередко на проектируемый прибор приходится налагать ограничения по потребляемой мощности и уровню питающего напряжения. В задании такие ограничения снимаются, поэтому при выборе типа ОУ следует ориентироваться только на его частотный диапазон.

Данные для курсового проектирования *ARC*-фильтров с учетом изложенного выше приведены в табл.13. Пример заполнения штампа текстового листа и выполнения основных надписей в нем показан в прил. 4.

Таблица 13

Вариант	Тип фильтра	Полоса пропускания, кГц	Полоса задерживания, кГц	Аппроксимация АЧХ - фильтра	Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, A_{\max} , дБ	Заглушение АЧХ на частоте f_k A_{\min} , дБ
1	2	3	4	5	6	7
1	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 1$	$1,5 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттворта	3,0	≥ 24
2	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 2$	$2,9 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	0,1	≥ 35
3	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 3$	$4,5 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 30
4	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 4$	$6,0 = f_k \leq f \leq \infty$	Лежандра	0,1	≥ 30
5	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 5$	$7,5 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттворта	3,0	≥ 24
6	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 6$	$9,0 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	0,2	≥ 35
7	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 7$	$11,9 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 40
8	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 8$	$12,9 = f_k \leq f \leq \infty$	Лежандра	0,2	≥ 30
9	ВЧ	$1 = f_x \leq f \leq \infty$	$0,5 = f_k \geq f \geq 0$	Баттворта	3,0	≥ 24
10	ВЧ	$2 = f_x \leq f \leq \infty$	$1,0 = f_k \geq f \geq 0$	Чебышева	0,5	≥ 35
11	ВЧ	$3 = f_x \leq f \leq \infty$	$2,0 = f_k \geq f \geq 0$	Бесселя	3,0	≥ 50
12	ВЧ	$4 = f_x \leq f \leq \infty$	$2,7 = f_k \geq f \geq \infty$	Лежандра	0,5	≥ 30
13	ВЧ	$5 = f_x \leq f \leq \infty$	$2,7 = f_k \geq f \geq \infty$	Баттворта	3,0	≥ 24

14	ВЧ	$6 = f_x \leq f \leq \infty$	$3,7 = f_k \geq f \geq \infty$	Чебышева	1,0	≥ 35
15	ВЧ	$7 = f_x \leq f \leq \infty$	$3,7 = f_k \geq f \geq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 60
16	ВЧ	$8 = f_x \leq f \leq \infty$	$4,7 = f_k \geq f \geq \infty$	Лежандра	1,0	≥ 30
17	ПФ	$f_{x1} = 1,0; f_{x2} = 1,5$	$f_{k1} = 0,5; f_{k2} = 2,0$	Баттлорворта	3,0	≥ 24
18	ПФ	$f_{x1} = 2,0; f_{x2} = 2,8$	$f_{k1} = 1,0; f_{k2} = 4,4$	Чебышева	1,0	≥ 35
19	ПФ	$f_{x1} = 3,0; f_{x2} = 4,0$	$f_{k1} = 1,5; f_{k2} = 6,0$	Бесселя	3,0	≥ 60
20	ПФ	$f_{x1} = 4,0; f_{x2} = 5,0$	$f_{k1} = 2,5; f_{k2} = 7,5$	Баттлорворта	3,0	≥ 24
21	ПФ	$f_{x1} = 5,0; f_{x2} = 6,0$	$f_{k1} = 3,0; f_{k2} = 9,0$	Чебышева	0,5	≥ 35
22	ПФ	$f_{x1} = 6,0; f_{x2} = 7,0$	$f_{k1} = 3,5; f_{k2} = 12,0$	Бесселя	3,0	≥ 50
23	ПФ	$f_{x1} = 7,0; f_{x2} = 8,0$	$f_{k1} = 4,0; f_{k2} = 13,0$	Лежандра	0,5	≥ 30
24	ПФ	$f_{x1} = 8,0; f_{x2} = 10,0$	$f_{k1} = 5,0; f_{k2} = 16,0$	Баттлорворта	3,0	≥ 24
25	ВЧ	$1,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$0,9 = f_k \geq f \geq 0$	Чебышева	1,0	≥ 35
26	ВЧ	$2,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$1,4 = f_k \geq f \geq 0$	Бесселя	3,0	≥ 60
27	ВЧ	$3,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$1,9 = f_k \geq f \geq 0$	Лежандра	1,0	≥ 30
28	ВЧ	$4,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$2,4 = f_k \geq f \geq 0$	Баттлорворта	3,0	≥ 24
29	ВЧ	$5,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$2,9 = f_k \geq f \geq 0$	Чебышева	0,1	≥ 35
30	ВЧ	$6,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$3,4 = f_k \geq f \geq 0$	Бесселя	3,0	≥ 30

Продолжение табл.13

Вариант	Тип фильтра	Полоса пропускания, кГц	Полоса задерживания, кГц	Аппроксимация АЧХ - фильтра	Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, A_{\max} , дБ	Затухание АЧХ на частоте f_k A_{\min} , дБ
1	2	3	4	5	6	7
31	ВЧ	$7,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$3,9 = f_k \geq f \geq 0$	Лежандра	0,1	≥ 30
32	ВЧ	$8,8 = f_x \leq f \leq \infty$	$6,0 = f_k \geq f \geq 0$	Баттерворта	3,0	≥ 24
33	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 1$	$1,8 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	0,2	≥ 35
34	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 2$	$2,9 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 40
35	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 3$	$4,5 = f_k \leq f \leq \infty$	Лежандра	0,2	≥ 30
36	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 4$	$6,0 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттерворта	3,0	≥ 24
37	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 5$	$7,5 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	0,5	≥ 35
38	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 6$	$9,0 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 50
39	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 7$	$11,9 = f_k \leq f \leq \infty$	Лежандра	0,5	≥ 30
40	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 8$	$12,9 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттерворта	3,0	≥ 24
41	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 1$	$1,7 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	1,0	≥ 35
42	ВЧ	$1,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$1,0 = f_k \geq f \geq 0$	Бесселя	3,0	≥ 60
43	ВЧ	$2,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$2,0 = f_k \geq f \geq 0$	Лежандра	1,0	≥ 30

44	ВЧ	$3,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$3,0 = f_k \geq f \geq 0$	Батгерворта	3,0	≥ 24
45	ВЧ	$4,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$3,5 = f_k \geq f \geq 0$	Чебышева	0,1	≥ 35
46	ВЧ	$5,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$4,5 = f_k \geq f \geq 0$	Бесселя	3,0	≥ 30
47	ВЧ	$6,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$5,5 = f_k \geq f \geq 0$	Лежандра	0,1	≥ 30
48	ВЧ	$7,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$6,5 = f_k \geq f \geq 0$	Батгерворта	3,0	≥ 24
49	ПФ	$f_{x1} = 1,0; f_{x2} = 1,5$	$f_{k1} = 0,5; f_{k2} = 2,0$	Лежандра	0,5	≥ 30
50	ПФ	$f_{x1} = 2,0; f_{x2} = 2,8$	$f_{k1} = 1,0; f_{k2} = 4,4$	Батгерворта	3,0	≥ 24
51	ПФ	$f_{x1} = 3,0; f_{x2} = 4,0$	$f_{k1} = 1,5; f_{k2} = 6,0$	Чебышева	1,0	≥ 35
52	ПФ	$f_{x1} = 4,0; f_{x2} = 5,0$	$f_{k1} = 2,5; f_{k2} = 7,5$	Бесселя	3,0	≥ 60
53	ПФ	$f_{x1} = 5,0; f_{x2} = 6,0$	$f_{k1} = 3,0; f_{k2} = 9,0$	Лежандра	1,0	≥ 30
54	ПФ	$f_{x1} = 6,0; f_{x2} = 7,0$	$f_{k1} = 3,5; f_{k2} = 12,0$	Батгерворта	3,0	≥ 24
55	ПФ	$f_{x1} = 7,0; f_{x2} = 8,0$	$f_{k1} = 4,0; f_{k2} = 13,0$	Чебышева	0,1	≥ 35
56	ПФ	$f_{x1} = 8,0; f_{x2} = 10,0$	$f_{k1} = 5,0; f_{k2} = 16,0$	Бесселя	3,0	≥ 30
57	ПФ	$f_{x1} = 3,0; f_{x2} = 4,0$	$f_{k1} = 1,5; f_{k2} = 6,5$	Лежандра	0,1	≥ 30
58	ПФ	$f_{x1} = 4,0; f_{x2} = 5,0$	$f_{k1} = 2,1; f_{k2} = 8,0$	Батгерворта	3,0	≥ 24
59	ПФ	$f_{x1} = 5,0; f_{x2} = 6,0$	$f_{k1} = 3,1; f_{k2} = 11,0$	Бесселя	0,5	≥ 30
60	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 10$	$18 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	0,5	≥ 35
61	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 12$	$20 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 50

Окончание табл.13

Вариант	Тип фильтра	Полоса пропускания, кГц	Полоса задерживания, кГц	Аппроксимация АЧХ - фильтра	Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, A_{\max} , дБ	Заглушение АЧХ на частоте f_k A_{\min} , дБ
1	2	3	4	5	6	7
62	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 13$	$22 = f_k \leq f \leq \infty$	Лежандра	0,5	≥ 30
63	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 14$	$25 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттерворта	3,0	≥ 24
64	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 15$	$28 = f_k \leq f \leq \infty$	Чебышева	1,0	≥ 35
65	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 16$	$30 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	3,0	≥ 60
66	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 17$	$32 = f_k \leq f \leq \infty$	Бесселя	1,0	≥ 30
67	НЧ	$0 \leq f \leq f_x = 18$	$35 = f_k \leq f \leq \infty$	Баттерворта	3,0	≥ 24
68	ПФ	$f_{x1} = 6,0; f_{x2} = 8,0$	$f_{k1} = 4,0; f_{k2} = 9,0$	Чебышева	0,1	≥ 35
69	ПФ	$f_{x1} = 7,0; f_{x2} = 9,0$	$f_{k1} = 5,0; f_{k2} = 11,0$	Бесселя	3,0	≥ 30
70	ПФ	$f_{x1} = 8,0; f_{x2} = 10,0$	$f_{k1} = 6,0; f_{k2} = 12,0$	Лежандра	0,1	≥ 30
71	ПФ	$f_{x1} = 9,0; f_{x2} = 11,0$	$f_{k1} = 7,0; f_{k2} = 13,0$	Баттерворта	3,0	≥ 24
72	ПФ	$f_{x1} = 10,0; f_{x2} = 12,0$	$f_{k1} = 8,0; f_{k2} = 14,0$	Лежандра	0,5	≥ 30
73	ПФ	$f_{x1} = 11,0; f_{x2} = 13,0$	$f_{k1} = 9,0; f_{k2} = 16,0$	Баттерворта	3,0	≥ 24
74	ВЧ	$8,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$6,5 = f_k \geq f \geq 0$	Чебышева	1,0	≥ 35
75	ВЧ	$9,5 = f_x \leq f \leq \infty$	$7,0 = f_k \geq f \geq 0$	Бесселя	3,0	≥ 60

Контрольные вопросы

1. Зависимость свойств фильтра от вида полинома знаменателя передаточной функции по напряжению.
2. Зависимость вида амплитудно-частотных характеристик от расположения нулей и полюсов на комплексной плоскости.
3. Влияние порядка фильтра на ход амплитудно-частотной характеристики вне полосы пропускания.
4. Отличие фильтров Бесселя, Баттерворта и Чебышева по ходу характеристик в полосе пропускания и за её пределами.
5. Влияние чувствительностей частотных характеристик на качественные показатели фильтра.
6. Необходимость распределения усиления между звеньями фильтра при каскадной реализации.
7. Преимущества построения схемы фильтра на однотипных базовых звеньях второго и первого порядка.
8. Преимущества и недостатки *ARC*-фильтров и их отличие от силовых фильтров.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполнение курсового проекта по тематике селективных устройств способствует расширению кругозора студентов по схемотехнике *ARC* - звеньев, условиям физической реализации электрических цепей, содержащих активные элементы типа «операционный усилитель».

При расчете активного фильтра предполагается, что фильтр передает синусоидальные сигналы, но достаточно легко определить, как он будет передавать сигналы другой формы. Важно также различать требования к фильтрам информативной и силовой электроники. Силовые фильтры обычно используются в качестве сглаживающих в источниках вторичного питания и характеризуются высоким коэффициентом полезного действия. Фильтры информативной электроники содержат активные элементы и выделяют информативные сигналы определенных частот, поэтому их энергетические характеристики отодвигаются на второй план.

Усвоение методики синтеза *ARC*-фильтров с заданными параметрами стабильности и технологичности с последующей реализацией их в составе медицинских приборов способствует улучшению качества обработки сигналов и повышает достоверность обрабатываемой информации. Последнее можно связать с диагностикой и лечебными процедурами.

Можно также отметить, что стоимость селективных устройств в составе приборного устройства достигает 60 % его стоимости, что подчеркивает сложность решения задачи качественного выделения и обработки сигнала заданной частоты и, следовательно, необходимость овладения современными методиками синтеза активных *ARC* - цепей.

ПРИЛОЖЕНИЯ*ПРИЛОЖЕНИЕ 1***ЗАДАНИЕ**

на курсовой проект

по дисциплине «Электроника и микропроцессорная техника»

Студенту группы _____

Ф.И.О.

Вариант _____

Для селективного устройства (активного RC-фильтра) медицинского прибора в соответствии с номером варианта необходимо выполнить следующее:

- Дать краткую характеристику селективного устройства с указанием назначения его основных элементов.

- Произвести расчет порядка полинома знаменателя передаточной функции селективного устройства (порядок фильтра) и определить параметры полюсов НЧ-прототипа.

- Произвести расчет частот и добротностей полюсов передаточных функций АРС-звеньев первого и второго порядков.

- Разработать принципиальную электрическую схему активного RC-фильтра.

- Установить очередность следования звеньев фильтра и произвести расчет номинальных значений их резистивных и емкостных элементов.

- Произвести расчет чувствительностей элементов звеньев.

- Произвести расчет АЧХ-звеньев второго порядка, построить их графики в одной координатной плоскости. Здесь же отобразить график результирующей АЧХ-фильтра.

- По справочным данным выбрать операционный усилитель и типы резистивных и емкостных элементов. Перечень элементов представить в виде спецификации.

Дата выдачи задания: _____

Срок сдачи курсового проекта: _____

Руководитель проекта: _____

Подпись

Ф.И.О.

Федеральное агентство по образованию

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

Владимирский государственный университет

Кафедра биомедицинской инженерии

КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

Расчет полосового активного RC-фильтра

Вариант № 00

Выполнил: Ст. гр. МИД-104
Иванов И.И.

Проверил:
Сидоров С.С.

Владимир 2008

Параметры передаточных функций фильтров Баттерворта

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полосы $T(\omega)$	-0,707107	-1,000000	-0,382683	-1,000000	-0,258819	-1,000000	-0,195090	-1,000000	-0,156435
	0,707107		0,923880		0,965926		0,980785		0,987688
		-0,500000	-0,923880	-0,309017	-0,707107	-0,222521	-0,555570	-0,173648	-0,453991
		0,866025	0,382683	0,951057	0,707107	0,974928	0,831470	0,984808	0,891007
				-0,809017	-0,965926	-0,623490	-0,831470	-0,500000	-0,707107
				0,587785	0,258819	0,781832	0,555570	0,866025	0,707107
						-0,900969	-0,980785	-0,766044	-0,891007
						0,433884	0,195090	0,642788	0,453991
								-0,939693	-0,987688
								0,342021	0,156435
$b(1)/\Delta b_{\max}$	90/1,6	135/4,9	180/8,0	225/11,0	270/13,9	315/17	360/19	405/22	450/25
$t_{\text{пр}}(0)/t_{\text{пр}}(1)$	1,4/1,4	2,0/2,5	2,6/3,7	3,2/5,0	3,9/6,3	4,5/8	5,1/9	5,8/11	6,4/12
δ	0,043	0,081	0,108	0,128	0,143	0,154	0,163	0,171	0,178
$t_{\text{пр}}/t_s$	2,7/0,3	2,4/0,9	2,4/1,6	2,3/2,3	2,3/2,9	2,3/3,6	2,3/4,2	2,3/4,9	2,3/5,5
J/Q_{\max}	1,0/0,7	1,5/1,0	2,0/1,3	2,5/1,6	3,0/1,9	3,5/2	4,0/3	4,5/3	5,0/3

Параметры передаточных функций полиномиальных фильтров Чебышева

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
Полосы $\tau(\omega)$	-1,186177	-0,969406	-0,264156	-0,538914	-0,114693	-0,376778	-0,063980	-0,290461	-0,040789	
	1,380948		1,122609		1,056519		1,032181		1,020710	
		-0,484703	-0,637730	-0,166534	-0,313348	-0,083841	-0,182200	-0,050438	-0,118373	
		1,206155	0,455000	1,080372	0,773426	1,041833	0,875041	1,025509	0,920796	
				-0,435991	-0,428041	-0,234917	-0,272681	-0,145231	-0,184371	
				0,667707	0,286094	0,333486	0,584684	0,901818	0,730748	
						-0,339465	-0,321650	-0,222506	-0,232321	
						0,463660	0,205314	0,669354	0,469169	
								-0,272944	-0,257529	
								0,356156	0,161665	
$b(1)/\Delta b_{\max}$	46/1,1	100/3,1	164/6,0	234/10,5	307/15,8	383/21	460/28.	539/35	620/42	
$t_{\text{пр}}(0)/t_{\text{пр}}(1)$	0,7/0,9	1,6/2,3	2,4/4,3	3,5/6,9	4,4/10,1	5,5/14.	6,3/18	7,5/23	8,3/28	
δ	0,067	0,012	0,145	0,152	0,180	0,177	0,198	0,191	0,210	
$t_{\text{пр}}/t_s$	1,2/0,2	1,7/0,8	1,8/1,7	2,1/2,6	2,0/3,6	2,3/4,6	2,2/5,6	2,4/6,6	2,3/7,6	
J/Q_{\max}	0,1/0,8	0,2/1,3	0,4/2,2	0,4/3,3	0,8/4,6	1,0/6	1,5/8	1,7/10	2,3/13	
$a_{\max}=0,1\text{дБ}$										
Полосы $\tau(\omega)$	-0,963542	-0,814634	-0,224811	-0,461411	-0,098524	-0,324312	-0,055143	-0,250569	-0,035209	
	1,195163		1,071504		1,033545		1,019212		1,012396	
		-0,407317	-0,542741	-0,142584	-0,269173	-0,072166	-0,157035	-0,043511	-0,102182	
		1,117014	0,443832	1,047415	0,756607	1,034917	0,864046	1,015252	0,913926	
				-0,373289	-0,367698	-0,202205	-0,235019	-0,125284	-0,159152	
				0,647338	0,276938	0,821920	0,577337	0,892798	0,701496	
						-0,292195	-0,277224	-0,191947	-0,200543	
						0,456131	0,202734	0,662659	0,465348	
	$a_{\max}=0,2\text{дБ}$									
	№	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Продолжение табл. П2

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
					$a_{\max} = 0,2 \text{ дБ}$					
$b(1)/\Delta b_{\max}$	55/1,9	114/4,5	1,8/7,7	253/13,2	329/19,2	406/25	486/32.	566/40	648/47	
$t_{\text{пр}}(0)/t_{\text{пр}}(1)$	0,8/1,2	1,8/2,8	2,6/5,2	3,8/8,3	4,5/12,0	5,8/16	6,4/22	7,8/27	8,4/34	
δ	0,079	0,101	0,156	0,148	0,189	0,172	0,207	0,186	0,218	
t_H/t_3	1,3/0,3	1,9/0,9	1,9/1,9	2,2/2,8	2,0/3,9	2,4/4,7	2,2/5,9	2,5/6,7	2,3/7,9	
J/Q_{\max}	0,2/0,8	0,4/1,5	0,7/2,4	1,0/3,7	1,6/5,3	2,1/7	2,9/9	3,5/12	4,5/14	

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
					$a_{\max} = 0,5 \text{ дБ}$					
$b(1)/\Delta b_{\max}$	70/3,8	135/7,4	207/11,2	283/18,0	361/25,3	441/32	523/39	605/48	688/56	
$t_{\text{пр}}(0)/t_{\text{пр}}(1)$	0,9/1,6	2,1/3,7	2,7/6,7	4,2/10,6	4,6/15,5	6,3/21	6,4/27	8,4/35	8,3/43	
δ	0,107	0,089	0,181	0,132	0,212	0,154	0,230	0,167	0,241	
t_H/t_3	1,4/0,4	2,2/1,0	1,8/2,2	2,5/2,9	1,9/4,2	2,7/4,9	2,0/6,2	2,8/6,9	2,1/8,2	
J/Q_{\max}	0,4/0,9	0,9/1,7	1,7/2,9	2,6/4,5	3,9/6,5	5,2/9	7,0/12	8,7/15	10,9/18	

Полусы Т

№	Полюсы T(✓)									
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
	a_{max}=1,0дБ									
	-0,548867	-0,494171	-0,139536	-0,289493	-0,062181	-0,205414	-0,035003	-0,159330	-0,022414	
	0,895129		0,983379		0,993411		0,996451		0,997775	
		-0,247085	-0,336870	-0,089458	-0,169882	-0,045709	-0,099695	-0,027667	-0,065049	
		0,965999	0,407329	0,990107	0,727228	0,995284	0,844751	0,997230	0,900106	
				-0,234205	-0,232063	-0,128074	-0,149204	-0,079665	-0,101317	
				0,611920	0,266184	0,798156	0,564444	0,876949	0,714328	
						-0,185072	-0,175998	-0,122054	-0,127666	
						0,442943	0,198207	0,650896	0,458627	
								-0,149722	-0,141519	
							0,346334	0,158032		
b(1)/Δ b _{max}	85/6,4	154/11,1	230/15,3	308/23,1	389/31,6	471/39	554/45	638/56	722/65	
t _{рп} (0)/t _{рп} (1)	1,0/1,9	2,5/4,4	2,7/8,0	4,7/12,6	4,5/18,2	7,0/25	6,2/32	9,2/41	8,0/51	
δ	0,146	0,092	0,219	0,138	0,249	0,157	0,265	0,168	0,276	
t _н /t _с	1,4/0,6	2,5/1,2	1,6/2,5	2,6/3,1	1,7/4,5	2,8/5,1	1,7/6,6	2,9/7,1	1,8/8,6	
J/Q _{max}	0,8/1,0	1,7/2,0	3,3/3,6	5,0/5,6	7,4/8,0	9,9/11	13,2/14	16,5/18	20,6/22	
№	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
	a_{max}=3,0дБ									
	-0,322450	-0,298620	-0,085170	-0,177530	-0,038230	-0,126485	-0,0215578	-0,098275	-0,13832	
	0,777158		0,946484		0,976406		0,986766		0,991542	
		-0,149310	-0,205620	-0,054860	-0,104445	-0,028146	-0,061449	-0,017065	-0,040142	
		0,903814	0,392047	0,965927	0,714779	0,982696	0,836540	0,989552	0,894483	
				-0,143625	-0,142674	-0,078862	-0,091965	-0,49137	-0,062522	
				0,596976	0,261627	0,788061	0,558958	-0,870197	0,709866	
						-0,113959	-0,108481	-0,075283	-0,078785	
						0,437341	0,196280	0,645884	0,455762	
								-0,092348	-0,087332	
№	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
	a_{max}=3,0дБ									
	-0,322450	-0,298620	-0,085170	-0,177530	-0,038230	-0,126485	-0,0215578	-0,098275	-0,13832	
	0,777158		0,946484		0,976406		0,986766		0,991542	
		-0,149310	-0,205620	-0,054860	-0,104445	-0,028146	-0,061449	-0,017065	-0,040142	
		0,903814	0,392047	0,965927	0,714779	0,982696	0,836540	0,989552	0,894483	
				-0,143625	-0,142674	-0,078862	-0,091965	-0,49137	-0,062522	
				0,596976	0,261627	0,788061	0,558958	-0,870197	0,709866	
						-0,113959	-0,108481	-0,075283	-0,078785	
						0,437341	0,196280	0,645884	0,455762	
								-0,092348	-0,087332	

Окончание табл. П2

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
$a_{\max}=3,0\text{дБ}$										
$b(1)/\Delta b_{\max}$	114/14,9	192/21,4	273/26,2	355/36,1	440/46,5	525/55	610/62	697/73	0,343668	0,157045
$t_{\text{пр}}(0)/t_{\text{пр}}(1)$	0,9/2,2	3,7/5,0	2,3/9,0	6,5/14,2	3,7/20,5	9,3/28	5,1/36	12,2846		6,5/57
δ	0,27	0,174	0,357	0,242	0,387	0,261	0,404	0,270		0,415
$t_{\text{н}}/t_{\text{с}}$	0,9/1,0	2,4/1,8	0,8/3,2	2,184,1	0,7/5,3	2,1/62	0,7/7,3	2,1/8,3		0,6/9,4
J/Q_{\max}	2,0/1,3	4,3/3,1	8,0/5,6	12,3/8,8	18,0/12,8	24,3/17	31,9/23	40,3/29		49,9/36

Таблица П3

Параметры передаточных функций фильтров Бесселя

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полосы Т (>)	-1,5000000	-2,322184	-2,896211	-3,646738	-4,248359	-4,971786	-5,587886	-6,297018	-6,922045
	0,866025		0,867234		0,867510		0,867614		0,867665
		-1,838906	-2,103788	-3,351955	-3,735707	-4,758290	-2,838984	-6,129368	-3,108913
		1,754380	2,657417	1,742661	2,626271	1,739285	6,353910	1,737847	8,232690
				-2,324674	-2,515931	-4,070139	-4,368289	-5,604422	-6,615292
				3,571023	4,492673	3,517174	4,414442	3,498157	2,611567
						-2,685677	-5,204841	-4,638439	-5,967527
						5,420693	2,616175	5,317271	4,384947
								-2,979260	-4,886220
								7,291464	6,224985

Таблица П4

Параметры передаточных функций фильтров Лежандра

№	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$a_{\max}=0,1\text{дБ}$									
Полно-сы Т (>)	-1,810008	-1,447965	-1,061924	-0,983658	-0,761844	-0,668865	-0,602964	-0,542551	-0,503220
	1,810008		0,534706		0,302969		0,211747		0,163352
		-0,729486	-0,438100	-0,723643	-0,550908	-0,602509	-0,504864	-0,509705	-0,448858

Пример выполнения основных надписей в штампе

					ВлГУ.200402.01.3.00.ПЗ			
<i>Изм</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>				
<i>Разраб.</i>	<i>Иванов</i>				Расчет полосового активного RC-фильтра Пояснительная записка	<i>Лит.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листов</i>
<i>Проверил</i>	<i>Сидоров</i>					<i>К</i>	<i>1</i>	<i>45</i>
<i>Н. контр.</i>	<i>Петров</i>					МИД-104		
<i>Зав. каф.</i>	<i>Сушкова</i>							

Расшифровка *децимального номера*:

ВлГУ – ведомственная принадлежность;

200405 – шифр специальности (для группы БМИ -200300 и для БМП – 200401);

01 – номер студента в списке группы (по групповому журналу);

3 – шифр курсового проекта (1 – дипломный проект; 2 – дипломная работа);

00 – порядковый номер документа (00 – пояснительная записка; 01 и т.д. все остальные документы проекта по порядку);

ПЗ – пояснительная записка к проекту (курсовому, дипломному).

Пример заполнения штампа текстового листа

						ВлГУ.200402.01.3.00.ПЗ	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Кол.уч</i>	<i>Лист</i>	<i>N док</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		02

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Справочник по расчету и проектированию *ARC*-схем / С. А. Букашкин [и др.]; под ред. А. А. Ланнэ. – М.: Радио и связь, 1984. – 368 с., ил.
2. Хьюлсман, Л. П. Введение в теорию и расчет активных фильтров : пер. с англ. / Л. П. Хьюлсман, Ф. Е. Ален. – М.: Радио и связь, 1984. – 384 с., ил.
3. Мошиц, Г. Проектирование активных фильтров : пер. с англ. / Г. Мошиц, П. Хорн. – М.: Мир, 1984. – 320 с., ил.
4. Ханзел, Г. Е. Справочник по расчету фильтров : пер. с англ. / Г. Е. Ханзел; под ред. А. Е. Знаменского. – М.: Сов. радио, 1974. – 288 с., ил.
5. Гутников, В. С. Фильтрация измерительных сигналов / В. С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 192 с., ил.
6. Капустян, В. И. Проектирование активных *RC*-фильтров высокого порядка / В. И. Капустян. – М.: Радио и связь, 1982. – 160 с., ил.
7. Лачин, В. И. Электроника : учеб. пособие / В.И. Лачин, Н.С. Савелов. – 4-е изд.– Ростов н/Д: Феникс, 2004. – 576 с., ил.
8. Интегральные схемы. Операционные усилители. Т. 1. – М.: Физматлит, 1993. – 240 с., ил.
9. Медицинская электронная аппаратура для здравоохранения : пер. с англ. / Л. Кромвелл [и др.]; под ред. Р.И. Утямышева. – М.: Радио и связь, 1981. – 344 с., ил.
10. ГОСТ 2.702–75. ЕСКД. Правила выполнения электрических схем. – М.: Госстандарт, 1975. – 21 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ.....	5
1.1. Цели курсового проектирования (КП).....	5
1.2. Порядок работы над курсовым проектом.....	5
1.3. Защита КП.....	6
2. ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ И МПТ.....	6
2.1. Содержание курсового проекта.....	6
2.2. Требования к пояснительной записке и графической части проекта.....	7
3. ПРЕДПРОЕКТНЫЙ АНАЛИЗ ТРАКТА ОБРАБОТКИ БИОМЕДИЦИНСКОЙ ИНФОРМАЦИИ.....	9
4. АКТИВНЫЕ <i>RC</i> -ФИЛЬТРЫ (<i>ARC</i> -ФИЛЬТРЫ). ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ПО ВЫБОРУ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ. ЗАДАЧИ АППРОКСИМАЦИИ.....	11
5. РАСЧЕТ АКТИВНЫХ <i>RC</i> -ФИЛЬТРОВ (<i>ARC</i> -ФИЛЬТРОВ).....	15
5.1. Выбор порядка <i>ARC</i> -фильтров (числа звеньев первого и второго порядка).....	15
5.2. Передаточные функции <i>ARC</i> -звеньев второго порядка с одним усилителем.....	19
5.3. Критерии оценки стабильности и технологичности <i>ARC</i> -звеньев второго порядка и передаточных функций фильтров.....	21
5.4. Передаточные функции фильтров с заданными характеристиками затухания.....	27
5.5. Особенности расчета передаточных функций второго порядка фильтров верхних частот и полосовых фильтров с заданными АЧХ.....	32
5.6. Звенья первого порядка на операционном усилителе.....	37
5.7. Общие вопросы реализации <i>ARC</i> -звеньев второго порядка на ОУ.....	42
6. ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ <i>ARC</i> -ФИЛЬТРОВ.....	43
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.....	49
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	49
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	50
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	61

Учебное издание

КОЛЕСНИК Григорий Платонович,
СУШКОВА Людмила Тихоновна

РАСЧЕТ СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ БИОМЕДИЦИНСКИХ ПРИБОРОВ

Учебное пособие к курсовому проектированию по дисциплине
«Электроника и микропроцессорная техника»

Подписано в печать 12.11.08.
Формат 60x84/16. Усл. печ. л. 3,72. Тираж 100 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета.
600000, Владимир, ул. Горького,87.