Министерство образования Республики Беларусь

БНТУ

Приборостроительный факультет

Кафедра «Информационно-измерительная техника и технологии»

Гр. 113030

Пояснительная записка к курсовой работе

на тему: «Активный полосовой фильтр»

по дисциплине: «Схемотехника аналоговых и цифровых устройств»

Студент: Кучук Н.М.

Руководитель: Тявловский К.Л.

Минск 2002 г.

# СОДЕРЖАНИЕ.

СОДЕРЖАНИЕ. 2

1. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ 7

1.1 ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ 7

1.2 ЭЛЕМЕНТЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ 8

1.3 ПРЕИМУЩЕСТВА АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ 10

1.4 НЕДОСТАТКИ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ 11

2. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ 14

2.1 ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ 14

2.2 ФИЛЬТРЫ БАТТЕРВОРТА 16

2.3 ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН 18

2.4 РАСЧЕТ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН 20

3. ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ 22

3.1 ОБЩИЙ СЛУЧАЙ 22

3.2 ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН 24

3.3 РАСЧЕТ ФИЛЬТРА ВЕРХНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН 25

4. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ 27

4.1 ОБЩИЙ СЛУЧАЙ 27

5. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ. 29

5.1 РАСЧЕТ ФНЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА 29

5.2 РАСЧЕТ ФВЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА 31

5.3 ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ 32

5.4 АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ 34

ЗАКЛЮЧЕНИЕ. 37

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ. 38

ВВЕДЕНИЕ.

В курсовой работе предложено изучить, рассчитать, построить и проанализировать работу *активного полосового фильтра* со следующими характеристиками:

#### порядок фильтра – 4;

граничные частоты – 100Гц, 18кГц;

коэффициент передачи по напряжению – 1.

Изучение вопроса начнем с рассмотрения общих положений.

Фильтрация — преобразование сигналов с целью изменения соотношения между их различными частотными составляющими. Фильтры обеспечивают выделение полезной информации из смеси информационного сигнала с помехой с требуемыми показателями. Основная задача выбора типа фильтра и его расчета заключается в получении таких параметров, которые обеспечивают максимальную вероятность обнаружения информационного сигнала на фоне помех. Частотно-избирательная цепь, выполняющая обработку смеси сигнала и шума некоторым наилучшим образом, называется оптимальным фильтром. Критерием оптимальности принято считать обеспечение максимума отношения сигнал-шум. Это требование приводит к выбору такой формы частотного коэффициента передачи фильтра, которая обеспечивает максимум отношения сигнал-шум на его выходе. В задачах линейной фильтрации предполагается, что наблюдаемый реальный процесс представляет собой аддитивную смесь сигнала и помехи.

В большинстве случаев электрический фильтр представляет собой *частотно-избирательное* устройство. Следовательно, он пропускает сигналы определенных частот и задерживает или ослабляет сигналы других частот. Наиболее общими типами частотно-избирательных фильтров являются фильтры *нижних частот* (пропускают низкие частоты и задерживают высокие частоты), фильтры *верхних частот* (пропускают высокие частоты и задерживают низкие частоты), *полосовые* фильтры (пропускают полосу частот и задерживают те частоты, которые расположены выше и ниже этой полосы) и *режекторные* фильтры (задерживают полосу частот и пропускают частоты, расположенные выше и ниже этой полосы).

Рис. 1. Общее изображение электрического фильтра.

Более точно характеристику частотно-избирательного фильтра можно описать, рассмотрев его передаточную функцию

H(s)=U2(s)/U2(s), (1)

Величины U1 и U2 представляют собой соответственно входное и выходное напряжения, как показано на общем изображении фильтра на рис. 1.

Для установившейся частоты *s=jω* () передаточную функцию можно переписать в виде

H(jω)=⎜H(jω)⎜ejϕ(ω), (2)

где ⎪H(jω)⎜⎯ модуль передаточной функции или *амплитудно-частотная* характеристика; ϕ(ω) ⎯ *фазо-частотная* характеристика, а частота ω(рад/с) связана с частотой f (Гц) соотношением ω=2πf.

Диапазоны или полосы частот, в которых сигналы проходят, называются *полосами пропускания* и в них значение амплитудно-частотной характеристики ⎪H(jω)⎜ относительно велико, а в идеальном случае постоянно. Диапазоны частот, в которых сигналы подавляются, образуют полосы задерживания и в них значение амплитудно-частотной характеристики относительно мало, а в идеальном случае равно нулю. В качестве примера на рис. 2 штриховой линией показана амплитудно-частотная характеристика идеального фильтра нижних частот с единственной полосой пропускания 0<ω<ωc и полосой задерживания ω>ωc . Частота ωc между двумя этими полосами определяется как частота среза. На практике невозможно реализовать эту идеальную характеристику. Следовательно, основная проблема при конструировании фильтра заключается в приближении реализованной в лаборатории реальной характеристики с заданной степенью точности к идеальной. Вариант такой реальной характеристики показан сплошной линией на рис. 2.

Рис. 2. Идеальная и реальная АЧХ фильтра нижних частот.

В практическом случае полосы пропускания и задерживания четко не разграничены и должны быть формально определены. Исходя из нашего определения, в качестве полосы пропускания выбирается диапазон частот, где значение амплитудно-частотной характеристики превышает некоторое заранее выбранное число, обозначенное A1 на рис. 2, а полосу задерживания образует диапазон частот, в котором амплитудно-частотная характеристика меньше определенного значения, например, A2 . Интервал частот, в котором амплитудно-частотная характеристика постоянно спадает, переходя от полосы пропускания к полосе задерживания, называется переходной областью. Приведенный на рис. 2 пример имеет полосу пропускания 0<ω<ωc, полосу задерживания ω>ω1 и переходную область ωc<ω<ω1.

Значение АЧХ можно также выразить в децибелах (дБ) следующим образом

α=−20×lg⎪H(jω)⎪, (3)

и в этом случае α характеризует затухание. Например, предположим, что на рис. 2 выбрано A=1, которому соответствует α=0. Тогда если

то затухание на частоте ωc

α1=−20×lg(1/20,5)=10×lg2=3 дБ.

активный полосовой фильтр частотный

В основном пропускание в полосе пропускания никогда не превышает 3 дБ. Таким образом, из приведенного примера следует, что значение АЧХ в полосе пропускания составляет по крайней мере 1/20,5=0,707 или 70,7% ее максимального значения. В этом случае можно также сказать, что в полосе пропускания амплитудно-частотная характеристика на 3 дБ ниже или меньше максимального значения.

Для частотно-избирательных фильтров наиболее важной является амплитудно-частотная характеристика, поскольку ее значение на некоторой частоте определяет прохождение сигнала этой частоты или его подавление.

# АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

## 1.1 ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ

Ранее было установлено, что невозможно создать идеальные фильтры, но с помощью реализуемых фильтров (которые реализуются на основе реальных схемных элементов) можно получить приближения к идеальным. Передаточная функция реализуемого фильтра представляет собой отношение полиномов, которое для наших целей запишем в виде

, (4)

Коэффициенты a и b —вещественныепостоянные величины, а

m, n=1, 2, 3 … (n≥m) (5)

Степень полинома знаменателя *n* определяет *порядок* фильтра. Будет показано, что реальные АЧХ лучше (более близки к идеальным) для фильтров более высокого порядка. Однако повышение порядка связано с усложнением схем и более высокой стоимостью. Таким образом, один из аспектов разработки фильтров связан с получением реализуемой характеристики, аппроксимирующей с некоторой заданной степенью точности идеальную характеристику при наименьших затратах.

Если в (4) все коэффициенты *a* равны нулю, за исключением *а*0 , то передаточная функция представляет собой отношение постоянного числа к полиному. В этом случае фильтр является всеполюсным или *полиномиальным*, поскольку его передаточная функция обладает тем свойством, что все ее полюсы конечны, а конечных нулей не содержит. (Нуль определяется значением переменной s, для которой передаточная функция равна нулю, а полюс — это значение переменной s, для которой передаточная функция имеет бесконечное значение.)

## 1.2 ЭЛЕМЕНТЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Как только получена подходящая передаточная функция, разрабатывают схему фильтра, реализующую данную передаточную функцию. При этом разработка выливается в проектирование активных и пассивных фильтров.

*Пассивные фильтры* представляют собой устройства, которые создаются на основе резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности, а именно из пассивных схемных элементов. Эти фильтры пригодны для работы в определенных диапазонах частот, но не подходят для низких частот, например, ниже 0,5 мГц. Это происходит вследствие того, что на низких частотах параметры требуемых катушек индуктивности становятся неудовлетворительными из-за их больших размеров и значительного отклонения рабочих характеристик от идеальных и, кроме того, в отличие от резисторов и конденсаторов, катушки индуктивности плохо приспособлены для интегрального исполнения.

Таким образом, для применения фильтров в диапазоне низких частот из схем желательно исключить катушки индуктивности. Это достигается разработкой *активных фильтров* на основе резисторов, конденсаторов и одного или нескольких активных приборов, таких как транзисторы, зависимые источники и т. д.

Активные фильтры построены из сопротивлений, конденсаторов и усилителей (обычно операционных) и предназначены для того, чтобы из всех подаваемых на их вход сигналов пропускать на выход сигналы лишь некоторых заранее заданных частот. Эти обладающие частотной избирательностью схемы используются для усиления или ослабления определенных частот в звуковой аппаратуре, в генераторах электромузыкальных инструментов, в сейсмических приборах, в линиях связи, а также в исследовательской практике для изучения частотного состава самых разнообразных сигналов, таких, например, как биотоки мозга или механические вибрации. Активные фильтры находят применение почти в любой области электроники и потому заслуживают нашего внимания [2].

Одним из наиболее часто применяемых активных приборов, который в основном и будет использоваться, является интегральная схема (ИС) *операционного усилителя* или ОУ условное изображение которого приведено на рис.3.

Рис. 3. Операционный усилитель.

Операционный усилитель представляет собой многовходовый прибор, но для простоты показаны только три его вывода: инвертирующий входной (1), неинвертирующий входной (2) и выходной (3). В идеальном случае ОУ обладает бесконечным входным и нулевым выходным сопротивлениями и бесконечным коэффициентом усиления. Вследствие этого можно, при исследованиях рассматривать только напряжение между входными выводами, а также считать, что ток во входных выводах равен нулю. Реальные ОУ по своим характеристикам приближаются к идеальным наиболее близко только для ограниченного диапазона частот, который зависит от типа ОУ.

Непоказанные на рис. 3 выводы — это обычно выводы подключения источника питания; выводы подключения цепей коррекции, требуемой для ОУ, например типа 709; и выводы балансировки нуля, необходимые для ОУ, типа 741. Эти дополнительные выводы используются в соответствии с рекомендациями, предоставляемыми фирмой-изготовителем. В основном ОУ с внешними цепями коррекции имеют лучшие результаты на более высоких частотах по сравнению с ОУ с внутренней коррекцией, которые не имеют выводов для подключения цепей коррекции.

При реализации активного фильтра разработчик должен применять те же типы ОУ, которые отвечают предъявленным требованиям по коэффициентам усиления и частотным диапазонам. Например, коэффициент усиления ОУ с разомкнутой обратной связью должен по крайней мере в 50 раз превышать коэффициент усиления фильтра.

В некритических конструкциях фильтров наиболее часто используются дешевые угольные композиционные резисторы. Для фильтров четвертого и более низкого порядка достаточно применять угольные композиционные резисторы с 5%-ными допусками, в частности, если предполагается использовать фильтр при комнатной температуре. Для фильтров с высокими рабочими характеристиками необходимо применять высококачественные типы резисторов. Чем выше порядок, тем меньше должны быть допуски. Фильтры с порядком выше четвертого необходимо реализовывать на резисторах с 2%−ным или меньшими допусками.

Что касается конденсаторов, то наиболее подходящим типом является майларовый конденсатор, который можно успешно применять в большинстве конструкций фильтров. Конденсаторы на основе полистирола и тефлона лучше, но применяются в высококачественных фильтрах. Обычные экономичные дисковые керамические конденсаторы должны использоваться исключительно в наименее критических условиях.

## 1.3 ПРЕИМУЩЕСТВА АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Пассивные фильтры построены из катушек индуктивности, конденсаторов и сопротивлений. Большинство пассивных фильтров для работы в тех диапазонах частот, где они находят применение, нуждаются в больших по размеру, тяжелых и дорогих катушках индуктивности и ослабляют частоты в полосе пропускания, а не только в полосе подавления, хотя частоты в этой последней ослабляются сильнее. Используемые в пассивных фильтрах катушки индуктивности обладают активным сопротивлением, межвитковой ёмкостью и потерями в сердечнике, что делает их свойства далекими от идеальных.

По сравнению с пассивными активные фильтры имеют следующие преимущества:

1) в них используются только сопротивления и конденсаторы, т.е. компоненты, свойства которых ближе к идеальным, чем свойства катушек индуктивности;

2) относительно дешевы;

3) они могут обеспечивать усиление в полосе пропускания и редко вносят существенные потери;

4) использование в активных фильтрах операционных усилителей обеспечивает развязку входа от выхода (поэтому активные фильтры легко делать многокаскадными и тем самым улучшать их показатели);

5) активные фильтры относительно легко настраивать;

6) фильтры для очень низких частот могут быть построены из компонентов, имеющих умеренные значения параметров;

7) активные фильтры невелики по размерам и массе.

## 1.4 НЕДОСТАТКИ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Они нуждаются в источнике питания, а их рабочий диапазон частот ограничен сверху максимальной рабочей частотой операционного усилителя. Это приводит к тому, что большинство активных фильтров может работать лишь на частотах, не превышающих нескольких мегагерц, хотя отдельные типы операционных усилителей могут обеспечить работу фильтров и на более высоких частотах. По мере улучшения изготовителями операционных усилителей их частотных характеристик будет увеличиваться и верхний частотный предел активных фильтров.

**1.5 ПОСТРОЕНИЕ ФИЛЬТРОВ**

Существует много способов построения фильтра с заданной передаточной функцией *n*-го порядка. Один популярный способ заключается в том, чтобы представить передаточную функцию в виде произведения сомножителей H1, Н2, ... , Нm и создать схемы или звенья, или *каскады* N1, N2, ... ..., Nm, соответствующие каждому сомножителю. Наконец, эти звенья соединяются между собой *каскадно* (выход первого является входом второго и т. д.), как изображено на рис. 4.

Рис. 4. Каскадное соединение звеньев.

Если эти звенья не влияют друг на друга и не изменяют собственные передаточные функции, то общая схема обладает требуемой передаточной функцией *n*-го порядка.

Ранее было установлено, что ОУ обладает бесконечным входным и нулевым выходным сопротивлениями. Таким образом, его можно использовать для реализации невзаимодействующих звеньев.

Для фильтров первого порядка передаточная функция представляется в виде

, (6)

где С — постоянное число, a P(s) — полином первой или нулевой степени. Для фильтров второго порядка передаточная функция

, (7)

где В и С — постоянные числа, а Р(s) — полином второй или меньшей степени.

Для четного порядка *n*>2 обычная каскадная схема содержит *n*/2 звеньев второго порядка, каждое с передаточной функцией типа (7). Если же порядок n>1является нечетным, то схема содержит (*n*—1)/2 звеньев второго порядка с передаточными функциями типа (7) и одно звено первого порядка с передаточной функцией типа (6).

# 2. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

## 2.1 ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фильтр нижних частот представляет собой устройство, которое пропускает сигналы низких частот и задерживает сигналы высоких частот. В общем случае определим полосу пропускания как интервал частот 0<ω<ωc, полосу задерживания как частоты ω>ω1, переходную область как диапазон частот ωc<ω<ω1 (ωc — частота среза). Эти частоты обозначены на рис. 5, на котором приведена реальная амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот, где в данном случае заштрихованные области представляют собой допустимые отклонения характеристики в полосах пропускания и задерживания.

Рис. 5. Реальная амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот.

Коэффициент усиления фильтра нижних частот представляет собой значение его передаточной функции при s=0 или, что эквивалентно, значение его амплитудно-частотной характеристики на частоте ω=0. Следовательно, коэффициент усиления реального фильтра с амплитудно-частотной характеристикой, показанной на рис. 5, равен A.

Существует много типов фильтров нижних частот, удовлетворяющих данному набору технических требований, таких, как А, A1, A2, wc и w1, обозначенных на рис. 5. Фильтры Баттерворта, Чебышева инверсные Чебышева и эллиптические образуют четыре наиболее известных класса. Фильтр Баттерворта обладает монотонной характеристикой, подобной характеристике на рис. 5. (Характеристика является монотонно спадающей, если она никогда не, возрастает с увеличением частоты.) Характеристика фильтра Чебышева содержит пульсации (колебания передачи) в полосе пропускания и монотонна в полосе задерживания. Инверсная, характеристика фильтра Чебышева монотонна в полосе пропускания и обладает пульсациями в полосе задерживания. Наконец, характеристика эллиптического фильтра обладает пульсациями, как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания.

АЧХ оптимального фильтра нижних частот удовлетворяет обозначенным на рис. 5 условиям для данного порядка *n* и допустимого отклонения в полосах пропускания и задерживания при минимальной ширине переходной области. Таким образом, если заданы значения A, A1, A2, n и ωc, то значение частоты ω1 минимально. Для полиномиальной характеристики оптимальной является характеристика фильтра Чебышева. Однако в общем случае оптимальным является эллиптический фильтр, характеристики которого значительно лучше характеристик фильтра Чебышева.

В нашем случае более предпочтительным будет использование фильтра Баттерворта, т.к. его АЧХ, по сравнению с характеристикой любого полиномиального фильтра n-го порядка, является наиболее плоской.

Рассмотрим данный тип фильтров подробнее.

## 2.2 ФИЛЬТРЫ БАТТЕРВОРТА

Вероятно, наиболее простая амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот у фильтра Баттерворта, которая в случае *n*-го порядка определяется следующим образом:

 n=1,2,3… (8)

Эта характеристика фильтра Баттерворта монотонно спадает (никогда не возрастает) при увеличении частоты. Увеличение порядка также приводит к улучшению характеристики.

Фильтр Баттерворта представляет собой полиномиальный фильтр и в общем случае обладает передаточной функцией вида

, (9)

где К — постоянное число. Для *нормированного* фильтра, т. е. при ωc=1 рад/с, передаточную функцию можно записать в виде произведения сомножителей для n=2, 4, 6... как

, (10)

или для n=3, 5, 7... как

, (11)

В обоих случаях коэффициенты задаются при b0=1 и для k=1, 2... следующим образом:

 , (12)

Очевидно, что коэффициент усиления фильтра Баттерворта, описываемого уравнением (9), равен К (значению передаточной функции при s=0). Если фильтр построен на основе каскадного соединения звеньев, соответствующих сомножителям в (10) или (11), то Аk и/или A0 будут представлять собой коэффициент усиления звена. Таким образом, коэффициент усиления фильтра равен произведению коэффициентов усиления отдельных звеньев.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта наиболее плоская около частоты ω=0 по сравнению с характеристикой любого полиномиального фильтра n-го порядка и вследствие этого называется максимально плоской. Следовательно, для диапазона низких частот характеристика фильтра Баттерворта наилучшим образом аппроксимирует идеальную характеристику.

Фазо-частотная характеристика фильтра Баттерворта лучше (более близка к линейной), чем соответствующие фазо-частотные характеристики фильтров Чебышева, инверсных Чебышева и эллиптических сравнимого порядка. Это согласуется с общим правилом для фильтров данного типа — чем лучше амплитудно-частотная характеристика, тем хуже фазо-частотная, и наоборот.

Наклон переходного участка характеристики фильтра Баттерворта равен 6дБ/октава на полюс. Фильтр Баттерворта имеет нелинейную фазово-частотную характеристику; другими словами, время, которое требуется для прохождения сигнала через фильтр, зависит от частоты нелинейно. Поэтому, ступенчатый сигнал или импульс, поданный на вход фильтра Баттерворта, называет выброс на его выходе. Используется фильтр Баттерворта в тех случаях, когда желательно иметь одинаковый коэффициент усиления для всех частот в полосе пропускания.

## 2.3 ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН

На рис. 6 приведена широко распространенная схема фильтра нижних частот второго порядка, реализующая неинвертирующий (положительный) коэффициент усиления. Эта схема иногда называется фильтром на ИНУН, поскольку ОУ и два подсоединенных к нему резистора R3 и R4 образуют источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН).

**U2**

**U1**

Рис. 6. Схема фильтра нижних частот на ИНУН второго порядка.

Эта схема реализует функцию фильтра нижних частот второго порядка вида

 (13)

с параметрами:

 (14)

Величина μ≥1 представляет собой коэффициент усиления ИНУН, а также и коэффициент усиления фильтра..

Значения сопротивлений определяются следующим образом:

 (15)

где значения C1 и С2 выбираются, а сопротивления R3 и R4 задаются таким образом, чтобы минимизировать смещение по постоянному току ОУ. (Напомним, что в идеальном случае напряжение смещения между входными выводами должно быть равно нулю).

Если требуется К=1, то значение R3=∞ (разомкнутая цепь) и R4=0 (короткозамкнутая цепь). Для минимизации смещения по постоянному току должно выполняться условие R4=R1+R2, но в большинстве некритических применений будет достаточна короткозамкнутая цепь. В этом случае ИНУН работает как повторитель напряжения, т. е. его выходное напряжение равно входному или повторяет его.

Расчет фильтра на ИНУН производится следующим образом.. Номинальное значение емкости С2 выбирается близким к значению 10/fc мкФ, а номинальное значение емкости C1, удовлетворяющим неравенству

C1≤[B2+4C(K−1)]C2/(4C). (16)

(Это гарантирует вещественное значение R1.) Значения сопротивлений находятся затем из (14) с приведенной выше модификацией при K=1.

Как было подчеркнуто ранее, фильтр на ИНУН позволяет добиться неинвертирующего коэффициента усиления при минимальном числе элементов. 0н облагает низким полным выходным сопротивлением, небольшим разбросом значений элементов и возможностью получения относительно высоких значений коэффициента усиления. Кроме того, этот фильтр относительно прост в настройке. Точная установка коэффициента усиления осуществляется, например, с помощью подстройки сопротивлений R3 и R4 потенциометром. Но фильтр на ИНУН должен использоваться для значений добротности Q≤10.

## 2.4 РАСЧЕТ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН

Для расчета фильтра нижних частот второго порядка или звена второго порядка фильтра Баттерворта, обладающего заданной частотой среза fc (Гц) или ωc=2πfc (рад/с), и коэффициентом усиления К, необходимо выполнить следующие шаги.

1. Найти нормированные значения коэффициентов В и С из соответствующей таблицы в приложении А [1].

2. Выбрать номинальное значение емкости С2 (предпочтительно близкое к значению 10/fc мкФ) и номинальное значение емкости C1, удовлетворяющее условию (16).

Если K>1, вычислить значения сопротивлений по (15).

Если же K=1, то сопротивления R1 и R2 имеют значения, как определено выше, а сопротивления R3 и R4 заменяются соответственно на разомкнутую и короткозамкнутую цепи.

3. Выбрать номинальные значения сопротивлений как можно ближе к вычисленным значениям и реализовать фильтр или его звенья второго порядка в соответствии со схемой, показанной на рис. 6.

*Комментарии*

а. Значения сопротивлений R3 н R4 выбираются такими, чтобы минимизировать смещение по постоянному току самого ОУ. Коэффициент усиления звена — неинвертирующий и равен

K=1+R4/R3,

поэтому можно использовать другие значения сопротивлений R3 и R4 при условии сохранения их отношения.

б. Необходимо обеспечить путь протекания постоянного тока на земляную шину с входа фильтра. Следовательно, не должно быть емкостной связи между узлом U1 звена и источником или другим звеном.

в. Требуемый коэффициент усиления К можно получить, используя вместо резисторов R3 и R4 потенциометр, центральной отвод которого соединяется с инвертирующим входом ОУ. Изменяя сопротивления R1 и R2 в равном процентном отношении, можно изменить частоту fc, не меняя добротность Q. При необходимости эти этапы можно повторить.

# 3. ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

## 3.1 ОБЩИЙ СЛУЧАЙ

Фильтр верхних частот представляет собой устройство, пропускающее сигналы высоких частот и подавляющее сигналы низких частот. На рис. 7 изображены идеальная и реальная амплитудно-частотные характеристики и для практического случая обозначены полоса пропускания ω>ωc, полоса задерживания 0≤ω≤ω1, переходная область ω1<ω<ωc и частота среза ωc (рад/с) или fc=ωc/2π (Гц).

Рис. 7. Идеальная и реальная амплитудно-частотная характеристика фильтра верхних частот.

Передаточную функцию фильтра верхних частот с частотой среза ωc можно получить из передаточной функции нормированного фильтра нижних частот (имеющего ωc, равную 1 рад/с) с помощью замены переменной s на ωc/s. Следовательно, функция фильтров верхних частот Баттерворта и Чебышева будет содержать следующие сомножители второго порядка:

, (17)

где ωc — частота среза, а B и С представляют собой приведенные в приложении А[1] нормированные коэффициенты звена фильтра нижних частот второго порядка. При нечетном порядке присутствует также звено первого порядка, обладающее передаточной функцией вида

, (18)

где С — нормированный коэффициент нижних частот первого порядка.

Фильтр верхних частот Баттерворта имеет монотонную характеристику, подобную характеристике на рис. 7, тогда как характеристика фильтра верхних частот Чебышева характеризуется пульсациями в полосе пропускания. Например, фильтр верхних частот Чебышева с неравномерностью передачи 1 дБ, подобно его прототипу нижних частот, имеет пульсации 1 дБ в диапазоне полосы пропускания.

Коэффициент усиления фильтра верхних частот представляет собой значение его передаточной функции при бесконечном значении переменной s. Следовательно, для звеньев второго и первого порядков, описываемых соответственно уравнениями (17) и (18), коэффициент усиления звена равен К.

Как для фильтра верхних частот Баттерворта или Чебышева второго порядка (17), так и для инверсного Чебышева и эллиптического фильтров добротность Q, аналогично фильтру нижних частот, определяется соотношением Q=C1/2/B.

## 3.2 ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН

Схема на ИНУН, реализующая функцию фильтра верхних частот Баттерворта или Чебышева второго порядка, изображена на рис. 8.

**U1**

**U2**

Рис. 8. Схема фильтра верхних частот на ИНУН.

Анализируя эту схему, получаем

 (19)

Коэффициент усиления схемы — неинвертирующий, а значения сопротивлений определяются следующим образом:

 (20)

где C1 имеет произвольное значение.

Если K=1, то в качестве сопротивления R3 можно взять разомкнутую, а сопротивления R4 — короткозамкнутую цепь, и в этомслучае ОУ работает как повторитель напряжения, а сопротивления R1 и R2 не изменяются.

Преимущества схемы верхних частот нас ИНУН такие же, как у схемы нижних частот на ИНУН, рассмотренной в п. 2.3.

## 3.3 РАСЧЕТ ФИЛЬТРА ВЕРХНИХ ЧАСТОТ НА ИНУН

Для расчета фильтра верхних частот второго порядка или звена второго порядка фильтра Баттерворта или Чебышева более высокого порядка, обладающего заданной частотой среза fc (Гц), или ωc=2πfc (рад/с), и коэффициентом усиления К≥1, необходимо выполнить следующие шаги.

1. Найти нормированные значения коэффициентов нижних частот B и С из соответствующей таблицы в приложении А.

2. Выбрать номинальное значение емкости C1 (предпочтительно близкое к значению 10/fc мкФ) и вычислить значения сопротивлений по (20).

3. Выбрать номинальные значения, наиболее близкие к вычисленным значениям, и реализовать фильтр или его звенья в соответствии со схемой, показанной на рис. 8.

Комментарии

а. Сопротивления R3 и R4 обеспечивают К>1 и выбираются таким образом, чтобы минимизировать смещение ОУ по постоянному току.

Коэффициент звена неинвертирующий и равен

K=l+(R4/R3),

поэтому можно использовать другие значения сопротивлений R3 и R4 при условии сохранения их отношения. Если требуется получить K=1, то сопротивление R3 заменяется на разомкнутую, а сопротивление R4 на короткозамкнутую цепи, и в этом случае эта схема работает на повторителе напряжения.

б. Изменяя сопротивления R1 и R2 в равном процентном отношении, можно установить частоту среза fc без воздействия на добротность Q. Коэффициент усиления К можно установить, используя вместо резисторов R3 и R4 потенциометр, центральный отвод которого соединяется с инвертирующим входом ОУ.

# 4. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

## 4.1 ОБЩИЙ СЛУЧАЙ

Полосовой фильтр представляет собой устройство, которое пропускает сигналы в диапазоне частот с шириной полосы BW, расположенной приблизительно вокруг центральной частоты fo (Гц) или ωo=2πfo (рад/с). На рис. 9 изображены идеальная и реальная амплитудно-частотные характеристики. В реальной характеристике частоты ωL и ωU представляют собой нижнюю и верхнюю частоты среза и определяют полосу пропускания ωL≤ω≤ωU и ее ширину BW=ωU.- ωL

Рис. 9. Идеальная и реальная амплитудно-частотные характеристики полосового фильтра.

В полосе пропускания амплитудно-частотная характеристика никогда не превышает некоторого определенного значения, например А1 на рис. 9. Существует также две полосы задерживания 0≤ω≤ω1 и ω≥ω2, где значение амплитудно-частотной характеристики никогда не превышает заранее выбранного значения, скажем A2. Диапазоны частот между полосами задерживания и полосой пропускания, а именно ω1<ω<ωL и ωU<ω<ω2, образуют соответственно нижнюю и верхнюю переходные области, в которых характеристика является монотонной.

Передаточные функции полосовых фильтров можно получить из нормированных функций нижних частот переменной s с помощью преобразования

 (21)

Отношение Q=ωo/BW характеризует качество самого фильтра и является мерой его избирательности. Высокому значению Q соответствует относительно узкая, а низкому значению Q — относительно широкая ширина полосы пропускания. Коэффициент усиления фильтра К определяется как значение его амплитудно-частотной характеристики на центральной частоте; таким образом K=│H(jωo)│.

В каждом случае центральная частота и частота среза связаны следующим соотношением:

,

где

 (22)

Путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ получаются полосовые фильтры с широкой полосой пропускания. При этом частота среза фильтра нижних частот должна быть выше частоты среза верхних частот и лишь в частном случае эти частоты могут быть взяты равными.

# 5. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ.

**Исходные данные для курсовой работы:**

#### порядок фильтра – 4

граничные частоты фильтра – 100Гц, 18кГц;

### коэффициент передачи по напряжению – 1;

Анализируя рассмотренный материал, делаем вывод, что наиболее подходящим в нашем случае будет использование фильтра Баттерворта, реализованного схемой на ИНУН.

Полосовой фильтр четвертого порядка можно реализовать, соединив каскадно два НЧ и два ВЧ фильтра вторых порядков (п. 4.1).

Рис. 10. Активный полосовой фильтр 4-го порядка.

Рассчитаем в отдельности НЧ и ВЧ фильтры, используя методику, рассмотренную в п.2.4 и 3.3.

## 5.1 РАСЧЕТ ФНЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА

Фильтр получен путем каскадного включения двух ФНЧ второго порядка.

Расчет ведется в соответствии с п. 2.4. Коэффициенты звена второго порядка фильтра Баттерворта берутся из приложения A [1]. Для звена второго порядка В=1,1 и С=1,1. По условию курсовой работы К=1 и fc=18000 Гц.

Расчет звена второго порядка:

* Значение емкости С1 выбирается близким к значению 10/fc мкФ.

10/fc мкФ=10/18000 мкФ=0,55 нФ.

Выберем значение С1=0,6нФ.

С2 выбирается из условия

.

Получаем условие С2≤0,165 нФ. Выбираем С2=0,16 нФ.

R1 находим по формуле

R1=21,4 кОм.

R2 находим по формуле

R2=34,6 кОм.

Значения элементов C3, C4, R3 и R4 выбираем следующими:

C3=C1=0,6нФ, C4=C2=0,16 нФ, R3=R1=21,4 кОм, R4=R2=34,6 кОм.

## 5.2 РАСЧЕТ ФВЧ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА

Фильтр получен путем каскадного включения двух ФВЧ второго порядка.

Расчет ведется в соответствии с п. 3.3. Коэффициенты звена второго порядка фильтра Баттерворта берутся из приложения А [1]. Для звена второго порядка В=1,1 и С=1,1. По условию курсовой работы К=1 и fc=100 Гц.

Расчет звена второго порядка:

Емкость С5=C6 выбирается произвольно. Пусть С5=C6=100 нФ.

R6 находим по формуле:

R6=31,8 кОм

R5 находим по формуле:

R5=8,76 к Ом.

Значения элементов C7, C8, R7 и R8 выбираем следующими:

C7=C8=C5=C6=100 нФ, R7=R5=8,76 кОм, R8=R6=31,8 кОм.

## 5.3 ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ

ОУ выбираем из условий, что его коэффициент усиления должен быть больше коэффициента усиления фильтра минимум в 50 раз и частота среза ОУ была значительно больше частот среза фильтра.

Исходя из этих соображений выбираем ОУ К574УД1А со следующими характеристиками:

напряжение питания ±15 В;

потребляемый ток 8 мА;

минимальный коэффициент усиления 5e+04;

напряжение смещения 50 мВ;

входной ток 0,5 нА;

входное сопротивление 10 ГОм;

граничная полоса частот 10 МГц.

Выбор резисторов и конденсаторов:

Поскольку в нашем случае достаточно применять элементы с 5%−ным допуском, резисторы и конденсаторы выбираем из ряда Е24, который включает в себя следующие значения:

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 1,0 | 1,5 | 2,2 | 3,3 | 4,7 | 6,8 |
| 1,1 | 1,6 | 2,4 | 3,6 | 5,1 | 7,5 |
| 1,2 | 1,8 | 2,7 | 3,9 | 5,6 | 8,2 |
| 1,3 | 2,0 | 3,0 | 4,3 | 6,2 | 9,1 |

Для построения схемы будем использовать металлодиэлектрические резисторы Р1−4, для которых диапазон значений сопротивлений – 10…106 Ом. Максимальную рассеиваемую мощность резисторов определяем из условия Рн>I2R, где I − входной ток ОУ, R − номинальное сопротивление резистора. Для всех резисторов, входящих в схему, это условие выполняется для Рн=0,25 Вт.

В соответствии с таблицей и рассчитанными значениями сопротивлений получаем:

|  |  |
| --- | --- |
| R1=21,4 кОм | P1−4−0,25−22кОм±5% |
| R2=34,6 кОм | P1−4−0,25−36кОм±5% |
| R3=21,4 кОм | P1−4−0,25−22кОм±5% |
| R4=34,6 кОм | P1−4−0,25−36кОм±5% |
| R5=8,76 кОм | P1−4−0,25−9,1кОм±5% |
| R6=31,8 кОм | P1−4−0,25−33кОм±5% |
| R7=8,76 кОм | P1−4−0,25−9,1кОм±5% |
| R8=31,8 кОм | P1−4−0,25−33кОм±5% |

Конденсаторы выберем типа К10−17 и К10−17−1, для которых диапазон значений емкостей составляет 910пФ−1,5мкФ и 2,2пФ−22000пФ соответсвенно:

|  |  |
| --- | --- |
| С1=0,6 нф | К10−17−25В−620пФ±5% |
| С2=0,16 нФ | К10−17−1−40В−160пФ±5% |
| С3=6 нФ | К10−17−25В−620пФ±5% |
| С4=0,16 нФ | К10−17−1–40В−160пФ±5% |
| С5=100 нФ | К10−17−25В−100нФ±5% |
| С6=100 нФ | К10−17−25В−100нФ±5% |
| С7=100 нФ | К10−17−25В−100нФ±5% |
| С8=100 нФ | К10−17−25В−100нФ±5% |

Спецификация по приведенным выше элементам представлена отдельным файлом *Specification.doc.*

## 5.4 АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Схема была построена и проанализирована в программе Electronic Workbench.

1. Проведем исследование схемы, используя в качестве номиналов пассивных элементов значения, полученные при рассчетах, а в качестве ОУ – идеальную его модель.

Рис. 11. Схема испытаний.

На рис.12 представлены АЧХ данного полосового фильтра:

Рис. 12. АЧХ полосового фильтра.

Проведем исследование схемы, используя в качестве номиналов пассивных элементов значения, указанные в спецификации (в соответствии с ГОСТ), с разбросом 5%, а в качестве ОУ – модель выбранной микросхемы К574УД1А.

Рис. 13. Схема испытаний.

На рис.14 представлены АЧХ данного полосового фильтра:

Рис. 14. АЧХ полосового фильтра.

# ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

В ходе работы был рассчитан полосовой фильтр с широкой полосой пропускания и максимально плоской АЧХ в полосе пропускания со следующими характеристиками:

порядок фильтра – 4;

граничные частоты фильтра 100Гц, 18кГц;

### коэффициент передачи по напряжению в полосе пропускания – 1.

Фильтр построен на следующих элементах: К574УД1А, К10−17, К10−17−1, Р1−4.

Фильтр построен на элементах с 5%−ным разбросом технологических параметров. Рассчитанные номинальные значения пассивных элементов следующие:

|  |  |
| --- | --- |
| Резисторы | Конденсаторы |
| R1=21,4 кОм | С1=6 нф |
| R2=34,6 кОм | С2=0,16 нФ |
| R3=21,4 кОм | С3=6 нФ |
| R4=34,6 кОм | С4=0,16 нФ |
| R5=8,76 кОм | С5=100 нФ |
| R6=31,8 кОм | С6=100 нФ |
| R7=8,76 кОм | С7=100 нФ |
| R8=31,8 кОм | С8=100 нФ |

Фильтр может использоваться для усиления или ослабления определенных частот, в генераторах электромузыкальных инструментов, в сейсмических приборах, в линиях связи, для изучения частотного состава сигналов.

# ПЕРЕЧЕНЬ ИСПЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.

1. Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ./Д. Джонсон, Дж. Джонсон, Г. Мур. − М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. М.: Высшая школа, 1991.
3. Быстров Ю.А., Мироненко И.Г. Электронные цепи и устройства. М.: Высшая школа, 1989.
4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980.
5. Разработка и оформление конструкторской документации РЭА: Справ. пособие/ Э.Т. Романычева, А.К. Иванов и др. М.: Радио и связь. 1984.
6. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА: Справ./ Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, Ю.П. Ходоренок. Мн.: Беларусь, 1994.
7. Радиоэлектронные устройства: Справ./ Б.И. Горошков. М.: Радио и связь, 1984.
8. www.rlocman.ru.
9. www.gaw.ru.
10. www.nnov.rfnet.ru.
11. www.promelec.ru.