

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ
МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И
КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН
НУКУССКИЙ ФИЛИАЛ ТАШКЕНТСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ**

ФАКУЛЬТЕТ «КОМПЬЮТЕРНЫЙ ИНЖИНИРИНГ»

КУРСОВАЯ РАБОТА

По предмету: Теория электрических цепей

На тему: Фильтры

Выполнил:

Идрисий М.

Принял:

ФайзуллаевБ.

Задание

По заданным требованиям произвести расчет:

1) ФВЧ Чебышева, предназначенного для аппаратуры уплотнения специального типа. Дать оценку полученных решений и обосновать выбор варианта фильтра.

- Граница полосы пропускания фильтра: $f_0 = 83$ кГц;
- Граница полосы задержания фильтра: $f_k = 44,86$ кГц;
- Неравномерность характеристики затухания в полосе пропускания:

$$\Delta a = 0,17 \text{ дБ};$$

- Гарантированное затухание в полосе задержки: $a_0 = 2,65$ Нп ;
- Сопротивление генератора и нагрузки: $R_r = R_n = 350$ Ом;

2) ПФ Баттерворта предназначенного для аппаратуры уплотнения специального типа. Дать оценку полученных решений и обосновать выбор варианта фильтра.

- Границы полосы пропускания фильтра: $f_{-x} = 31$ кГц, $f_x = 42$ кГц;
- Граница полосы задержания фильтра: $f_k = 28,1$ кГц;
- Неравномерность характеристики затухания в полосе пропускания:

$$\Delta a = 1,55 \text{ дБ};$$

- Гарантированное затухание в полосе задержки: $a_0 = 2,25$ Нп ;
- Сопротивление генератора и нагрузки: $R_r = R_n = 350$ Ом;

Аннотация

Данная курсовая работа предназначена для закрепления, систематизации и расширения знаний, полученных в ходе изучения темы «Фильтры» по дисциплине Основы Теории Цепей. Курсовая работа представляет собой творческое решение конкретных инженерных задач, в ходе выполнения которых производится анализ и расчет фильтров, а также выбор варианта фильтров по полученным результатам в соответствии с требованиями.

Работа состоит из расчёта двух фильтров, а также пояснительных рисунков и приложений. Работа выполнялась с учетом рекомендаций учебного пособия [1]. Эту работу можно разделить на две части.

В первой части производится расчёт фильтра высоких частот Чебышева и проверяется правильность расчёта посредством моделирования фильтра в среде Electronics Workbench, версия 5.12.

Во второй части производится расчёт полосового фильтра Баттерворта, а также проверяется правильность расчёта.

В конце курсовой работы представлены приложения включающие в себя принципиальные схемы фильтров и спецификацию элементов.

В заключение делается вывод о проделанной работе.

План:

- Введение
- 1.Фильтры Чабышева
- 1.1 Фильтр Чебышева I рода
- 1.2 Передаточная функция
- 1.3 Групповая задержка
- 1.4 Фазовые характеристики
- 1.5 Временные характеристики
- 1.6 Фильтр Чебышева II рода
- 1.7 Полюса и нули
- 1.8 Передаточная функция
- 1.9 Групповая задержка
- 1.10 Фазовые характеристики
- 1.11 Временные характеристики
- 1.12 Цифровые фильтры Чебышева
- 1.13 Сравнение с другими линейными фильтрами
- 2.Фильтры Баттерворта
- 3. Разработка фильтра высоких частот Чебышева
- 3.1 Анализ задания
- 3.2 Расчёт ФВЧ Чебышева
- 4. Разработка полосового фильтра Баттерворта
- 4.1 Анализ задания
- 4.2 Расчёт ПФ Баттерворта
- Заключение
- Библиографический список
- 1.Приложение
- 2.Приложение

Введение

Электрический фильтр представляет собой четырехполюсник, предназначенный для выделения из состава сложного электрического колебания частотных составляющих, расположенных в заданной полосе частот, и подавления тех составляющих, которые расположены в других полосах частот. Первая из названных полос представляет собой полосу пропускания, а вторая – полосу задерживания.

В начале нашего столетия электрические фильтры, составленные из ряда катушек индуктивности и конденсаторов, получили широкое применение в технике. Благодаря их применению оказалось возможным осуществление многих магистралей дальней телефонной, телеграфной и других видов связи. В 30-е годы началось развитие современной теории построения электрических фильтров, основанной на использовании строгих математических методов наилучшего приближения функций, разработанных великим русским ученым и математиком П.Л. Чебышевым и его учениками и последователями. Применение этих методов позволило обеспечить построение электрических фильтров с нужными характеристиками при минимально необходимом числе элементов. Особенно быстрое и плодотворное развитие методов синтеза электрических цепей, и в частности электрических фильтров, достигнуто в результате применения ЭВМ и разработки специальных методов расчета. В настоящее время электрические фильтры реализуются не только в виде электрических цепей с катушками индуктивности и конденсаторами, но также практическое применение получили кварцевые, электромеханические, активные RC - фильтры и другие.

По взаимному расположению полос пропускания и полос задерживания различают фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), полосовые (ПФ) и режекторные фильтры (РФ).

Электрические фильтры, у которых передаточная функция имеет вид

$$T(p) = \frac{b_0}{U(p)} = \frac{b_0}{p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n},$$

получили название полиномиальных.

Фильтры, у которых в ходе решения задачи аппроксимации используются методы теории наилучшего равномерного приближения функций и, как следствие, характеристики затухания которых в полосе пропускания имеют равные минимумы и равные максимумы, называются фильтрами с равноволновыми характеристиками затухания, а полиномиальные фильтры этого типа часто называются фильтрами с характеристиками Чебышева.

Если необходимо получить фильтр с большим затуханием в полосе задерживания, применение полиномиальных конструкций приводит к значительному числу элементов. В таких случаях необходимо обратиться к другим передаточным функциям:

$$T(p) = \frac{(p^2 + \omega_1^2)(p^2 + \omega_2^2) \dots (p^2 + \omega_n^2)}{U(p)}$$

где $\omega_1 \dots \omega_n$ - частоты в полосе затухания, где АЧХ фильтра обращается в нуль (затухание принимает бесконечно большое значение, т.е. наблюдается всплеск затухания). Фильтры с такими передаточными характеристиками называются фильтрами с характеристиками Золотарёва, характеристики затухания которых удовлетворяют следующим требованиям:

а) затухания фильтра в полосе пропускания не должны превышать Δa , а в полосе задерживания быть не менее a_0 ;

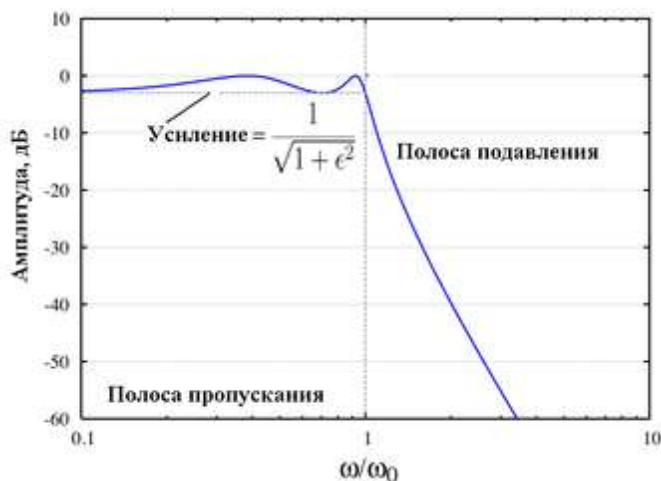
б) функция, которая в интервале нормированных частот от 0 до 1 не превышала бы 1, а в интервале частот больших 1 наименьшее по модулю ее значение было бы максимально возможным, называется дробью Золотарёва. Иногда фильтры с характеристиками затухания Золотарёва называют эллиптическими, поскольку значения нулей и полюсов дроби Золотарёва выражаются через эллиптические функции.

1. Фильтр Чебышева

Фильтр Чебышева — один из типов линейных аналоговых или цифровых фильтров, отличительной особенностью которого является более крутой спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и существенные пульсации амплитудно-частотной характеристики на частотах полос пропускания (фильтр Чебышева I рода) и подавления (фильтр Чебышева II рода), чем у фильтров других типов. Фильтр получил название в честь известного русского математика XIX века Пафнутия Львовича Чебышева, так как характеристики этого фильтра основываются на многочленах Чебышева.

Фильтры Чебышева обычно используются там, где требуется с помощью фильтра небольшого порядка обеспечить требуемые характеристики АЧХ, в частности, хорошее подавление частот из полосы подавления, и при этом гладкость АЧХ на частотах полос пропускания и подавления не столь важна. Различают фильтры Чебышева I и II родов.

1. Фильтр Чебышева I рода



АЧХ фильтра Чебышева I рода четвертого порядка с $\omega_0 = 1$ и $\varepsilon = 1$. Это более часто встречающаяся модификация фильтров Чебышева. Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра n -го порядка задаётся следующим выражением:

$$G_n(\omega) = |H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}}$$

где ε — показатель пульсаций, ω_0 — частота среза, а $T_n(x)$ — многочлен Чебышева n -го порядка.

В полосе пропускания такого фильтра видны пульсации, амплитуда которых определяется показателем пульсации (англ. *ripple factor*) ε . В полосе пропускания многочлены Чебышева принимают значения от 0 до 1, поэтому коэффициент усиления фильтра принимает значения от максимального $G = 1$ до минимального $G = 1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$. На частоте среза ω_0 коэффициент усиления имеет значение $1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$, а на частотах выше неё продолжает уменьшаться с увеличением частоты. (*Примечание:* обычное определение частоты среза как частоты, когда ЛАЧХ имеет значение -3 дБ в случае фильтра Чебышева не работает).

В случае аналогового электронного фильтра Чебышева его порядок равен числу реактивных компонентов (например, индуктивностей), использованных при его реализации.

Пульсации в полосе пропускания часто задаются в децибелах:

$$\text{Пульсации в дБ} = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}.$$

Например, пульсации амплитудой в 3 дБ соответствуют $\varepsilon = 1$.

Более крутой спад характеристики может быть получен если допустить пульсации не только в полосе пропускания, но и в полосе подавления, добавив в передаточную функцию фильтра нулей на мнимой оси $j\omega$ в комплексной плоскости. Это однако приведёт к меньшему эффективному подавлению в полосе подавления. Полученный фильтр является эллиптическим фильтром, также известным как фильтр Кауэра.

1.1. Фильтр Чебышева I рода

Логарифм модуля амплитудной характеристики фильтра Чебышева I рода 8-го порядка на плоскости комплексной частоты ($s = \sigma + j\omega$) при $\varepsilon = 0,1$ и $\omega_0 = 1$. Белые пятна — это полюса фильтра. Они расположены на эллипсе с полуосью 0,3836... по действительной оси и 1,071... по мнимой оси. Полюса

передаточной функции фильтра расположены в левой полуплоскости. Чёрный цвет соответствует коэффициенту передачи менее 0,05, белый соответствует коэффициенту передачи более 20.

Для простоты примем частоту среза равной единице. Полюса (ω_{pm}) фильтра Чебышева являются нулями его знаменателя. Используя комплексную частоту s , получим:

$$1 + \varepsilon^2 T_n^2(-js) = 0.$$

Представив $-js = \cos(\theta)$ и используя тригонометрическое определение многочленов Чебышева, получим:

$$1 + \varepsilon^2 T_n^2(\cos(\theta)) = 1 + \varepsilon^2 \cos^2(n\theta) = 0.$$

Разрешим последнее выражение относительно θ

$$\theta = \frac{1}{n} \arccos\left(\frac{\pm j}{\varepsilon}\right) + \frac{m\pi}{n}.$$

Тогда полюса фильтра Чебышева определяются из следующего выражения:

$$\begin{aligned} s_{pm} &= i \cos(\theta) = \\ &= i \cos\left(\frac{1}{n} \arccos\left(\frac{\pm j}{\varepsilon}\right) + \frac{m\pi}{n}\right). \end{aligned}$$

Используя свойства тригонометрических и гиперболических функций, запишем последнее выражение в комплексной форме:

$$\begin{aligned} s_{pm}^{\pm} &= \pm \operatorname{sh}\left(\frac{1}{n} \operatorname{arsh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \sin(\theta_m) + \\ &+ j \operatorname{ch}\left(\frac{1}{n} \operatorname{arsh}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \cos(\theta_m), \end{aligned}$$

где $m = 1, 2, \dots, n$ и

$$\theta_m = \frac{\pi}{2} \frac{2m-1}{n}.$$

Это выражение можно рассматривать как параметрическое уравнение с параметром θ_m . Оно показывает, что полюса лежат на эллипсе в s -плоскости,

причём центр эллипса находится в точке $s = 0$, полуось действительной оси имеет длину $\text{sh}(\text{arsh}(1/\varepsilon)/n)$, а полуось мнимой оси имеет длину $\text{ch}(\text{arsh}(1/\varepsilon)/n)$.

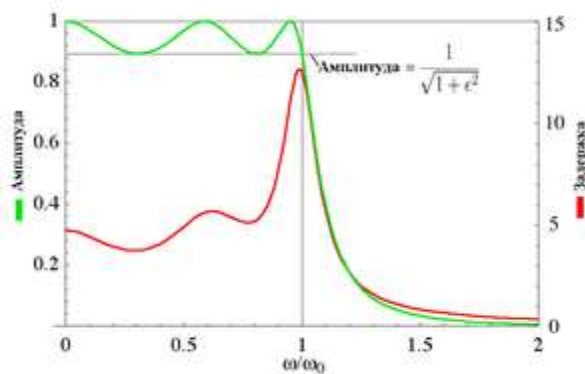
1.2. Передаточная функция

Уравнение, выведенное выше, содержит полюса, относящиеся к комплексному коэффициенту усиления фильтра G . Для каждого полюса есть комплексно-сопряжённый, а для каждой комплексно-сопряжённой пары есть два полюса, отличающихся от них только знаком действительной части полюса. Передаточная функция должна быть устойчивой, что означает, что её полюса должны иметь отрицательную действительную часть, то есть лежать в левой полуплоскости комплексной плоскости. Передаточная функция в этом случае задаётся следующим выражением:

$$H(s) = \prod_{m=0}^{n-1} \frac{1}{(s - s_{pm}^-)}$$

где s_{pm}^- — только те полюса, которые имеют отрицательную действительную часть.

1.3. Групповая задержка

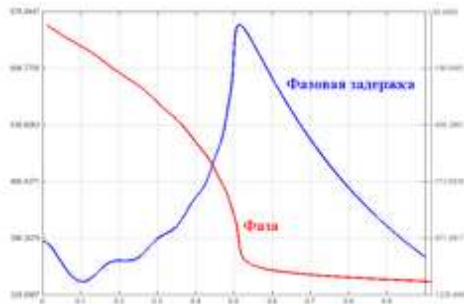


Амплитуда и групповая задержка фильтра Чебышева I рода пятого порядка с $\varepsilon = 0,5$. Видно, что в полосе пропускания и АЧХ и групповая задержка имеют пульсации, в полосе подавления этих пульсаций нет.

Групповая задержка определяется как минус производная фазы фильтра по частоте и является мерой искажения фазы сигнала на различных частотах.

$$\tau_g = -\frac{d}{d\omega} \arg(H(j\omega))$$

1.4. Фазовые характеристики

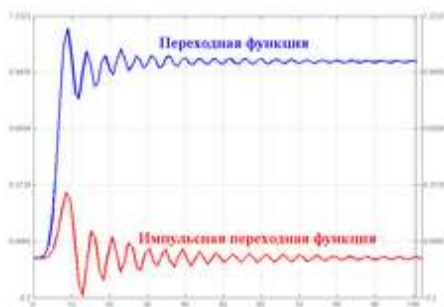


Типовая ФЧХ и фазовая задержка фильтра Чебышева I рода 10-го порядка.

Фазовые характеристики фильтра Чебышева I рода — фазо-частотная характеристика (ФЧХ) и фазовая задержка — представлены на рисунке. Фазо-частотная характеристика показывает распределение по частоте смещения фазы выходного сигнала относительно входного. Фазовая задержка определяется как частное от деления фазо-частотной характеристики на частоту и характеризует распределение по частоте временного смещения выходного сигнала относительно входного.

$$\tau_{\varphi} = \frac{\arg H(j\omega)}{\omega}$$

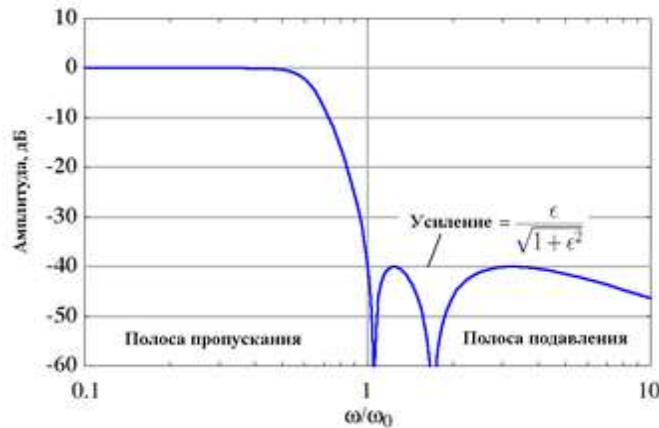
1.5. Временные характеристики



Типовые временные характеристики фильтра Чебышева I рода 10-го порядка.

Временные характеристики фильтра Чебышева I рода — импульсная переходная функция и переходная функция — представлены на рисунке. Импульсная переходная функция представляет собой реакцию фильтра на входной сигнал в виде дельта-функции Дирака, а переходная функция — реакцию на входное воздействие в виде единичной функции Хевисайда.

1.6 Фильтр Чебышева II рода



АЧХ фильтра Чебышева II рода (фильтр низких частот) с $\omega_0 = 1$ и $\varepsilon = 0,01$

Фильтр Чебышева II рода (*инверсный фильтр Чебышева*) используется реже, чем фильтр Чебышева I рода ввиду менее крутого спада амплитудной характеристики, что приводит к увеличению числа компонентов. У него отсутствуют пульсации в полосе пропускания, однако присутствуют в полосе подавления. Амплитудная характеристика такого фильтра задаётся следующим выражением:

$$G_n(\omega, \omega_0) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2 T_n^2(\omega_0/\omega)}}}$$

В полосе подавления полиномы Чебышева принимают значения от 0 до 1, из-за чего амплитудная характеристика такого фильтра принимает значения от нуля до

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon^2}}}$$

минимальной частотой, при которой достигается этот максимум является частота среза ω_0 . Параметр ε связан с затуханием в полосе подавления γ в децибелах следующим выражением:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{0,1\gamma} - 1}}$$

Для затухания на частотах полосы подавления в 5 дБ: $\varepsilon = 0,6801$; для затухания в 10 дБ: $\varepsilon = 0,3333$. Частота $f_c = \omega_c / (2\pi)$ является частотой среза. Частота затухания в 3 дБ f_H связана с f_c следующим выражением:

$$f_H = f_C \operatorname{ch} \left(\frac{1}{n} \operatorname{ch}^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right).$$

1.7. Полюса и нули

Логарифм модуля амплитудной характеристики фильтра Чебышева II рода восьмого порядка на комплексной плоскости ($s = \sigma + j\omega$) с $\varepsilon = 0,1$ и $\omega_0 = 1$. Белые пятна соответствуют полюсам, а чёрные — нулям. Показаны все 16 полюсов. 6 нулей (все нули второго порядка) показаны также, 2 находятся за пределами картинки (один на положительной мнимой оси, другой — на отрицательной мнимой оси). Полюса передаточной функции фильтра — это полюса, находящиеся в левой полуплоскости, нули передаточной функции — это нули модуля амплитудной характеристики фильтра Чебышева, только не второго, а первого порядка. Чёрный цвет соответствует коэффициенту усиления менее 0,01, белый — коэффициенту усиления более 3.

Приняв частоту среза равной единице, получим выражение для полюсов (ω_{pm}) фильтра Чебышева:

$$1 + \varepsilon^2 T_n^2(-1/j s_{pm}) = 0.$$

Полюса фильтра Чебышева II рода представляют собой «инверсию» полюсов фильтра Чебышева I рода:

$$\frac{1}{s_{pm}^{\pm}} = \pm \operatorname{sh} \left(\frac{1}{n} \operatorname{arsh} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right) \sin(\theta_m) + \\ + j \operatorname{ch} \left(\frac{1}{n} \operatorname{arsh} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right) \cos(\theta_m),$$

где $m = 1, 2, \dots, n$.

Нули (ω_{zm}) фильтра Чебышева II рода определяются из следующего соотношения::

$$\varepsilon^2 T_n^2(-1/j s_{zm}) = 0.$$

Нули фильтра Чебышева II рода являются «инверсией» нулей многочленов Чебышева:

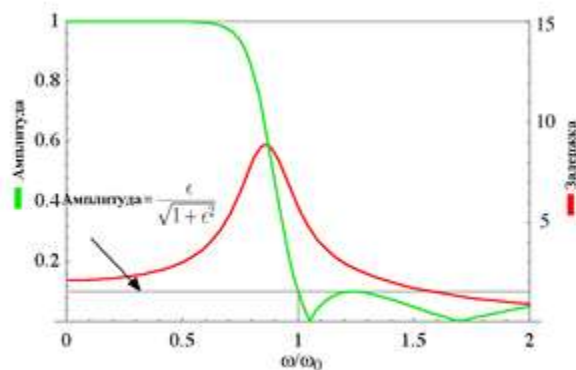
$$1/s_{zm} = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{2m-1}{n}\right),$$

где $m = 1, 2, \dots, n$.

1.8. Передаточная функция

Передаточная функция задаётся при помощи полюсов в левой полуплоскости комплексной плоскости, её нули совпадают с нулями модуля амплитудной характеристики, с тем лишь отличием, что их порядок равен 1.

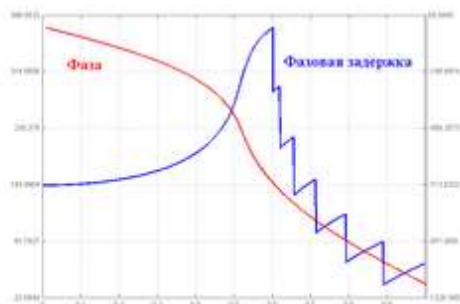
1.9. Групповая задержка



Амплитудная характеристика и групповая задержка фильтра Чебышева II рода пятого порядка с $\varepsilon = 0,1$.

Амплитудная характеристика и групповая задержка показаны на графике. Можно видеть, что пульсации амплитуды приходятся на полосу подавления, а не на полосу пропускания.

1.10. Фазовые характеристики

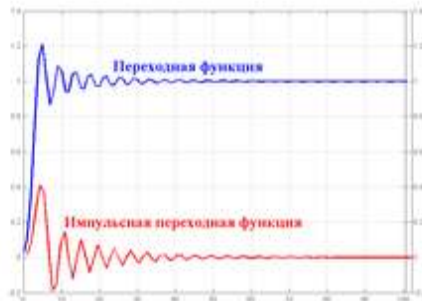


Типовая ФЧХ и фазовая задержка фильтра Чебышева II рода 10-го порядка.

Фазовые характеристики фильтра Чебышева II рода — фазо-частотная характеристика и фазовая задержка — представлены на рисунке. Фазо-частотная характеристика показывает распределение по частоте смещения фазы выход-

ного сигнала относительно входного. Фазовая задержка определяется как частное от деления фазо-частотной характеристики на частоту и характеризует распределение по частоте временного смещения выходного сигнала относительно входного.

1.11. Временные характеристики



Типовые временные характеристики фильтра Чебышева II рода 5-го порядка.

Временные характеристики фильтра Чебышева II рода — импульсная переходная функция и переходная функция — представлены на рисунке. Импульсная переходная функция представляет собой реакцию фильтра на входной сигнал в виде дельта-функции Дирака, а переходная функция — реакцию на входное воздействие в виде единичной функции Хевисайда.

1.12. Цифровые фильтры Чебышева

Фильтры Чебышева часто реализуются в цифровой форме. Для того, чтобы от аналогового фильтра перейти к цифровому, необходимо над каждым каскадом фильтра осуществить билинейное преобразование. Весь фильтр получается путём последовательного соединения каскадов. Простой пример фильтра Чебышева низких частот I рода чётного порядка:

Z-преобразование каждого каскада:

$$S(Z) = \frac{a(Z)}{b(Z)} = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 \cdot Z^{-1} + \alpha_2 \cdot Z^{-2}}{1 + \beta_1 \cdot Z^{-1} + \beta_2 \cdot Z^{-2}}.$$

Во временной области преобразование записывается как:

$$y[n] = \alpha_0 \cdot x[0] + \alpha_1 \cdot x[-1] + \alpha_2 \cdot x[-2] - \beta_1 \cdot y[-1] - \beta_2 \cdot y[-2]$$

Коэффициенты α_i и β_i подсчитываются из коэффициентов a_i и b_i :

$$K = \text{tg} \left(\pi \frac{\text{Frequency}}{\text{SampleRate}} \right)$$

$$\begin{aligned} \text{temp}_i &= \cos \frac{(2i+1)\pi}{n} \\ b_i &= \frac{1}{\text{ch}^2 \gamma - \text{temp}_i^2} \\ a_i &= K \cdot b_i \cdot \text{sh } \gamma \cdot 2 \text{temp}_i \\ \alpha_0 &= K \cdot K \\ \alpha_1 &= 2 \cdot K^2 \\ \alpha_2 &= K \cdot K \end{aligned}$$

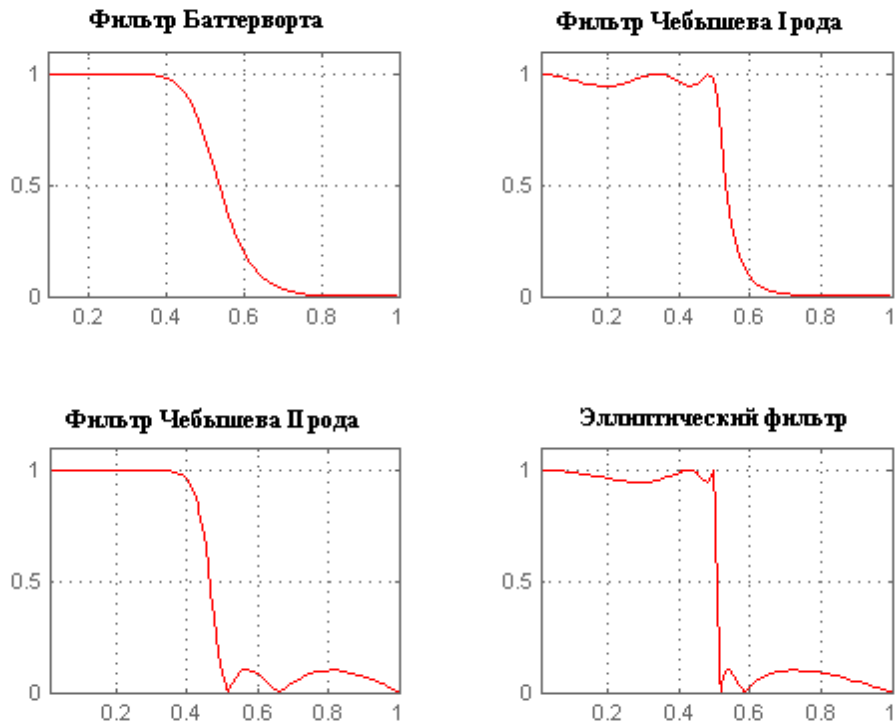
$$\begin{aligned} \beta'_0 &= (a_i + K^2 + b_i) \\ \beta'_1 &= 2 \cdot (b_i - K^2) \\ \beta'_2 &= (a_i - K^2 - b_i) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \beta'_1 / \beta'_0 \\ \beta_2 &= \beta'_2 / \beta'_0 \end{aligned}$$

Для получения фильтра Чебышева более высокого порядка, необходимо соединить последовательно несколько каскадов.

1.13. Сравнение с другими линейными фильтрами

Ниже представлены графики АЧХ фильтра Чебышева I и II родов в сравнении с некоторыми другими фильтрами с тем же числом коэффициентов:



По графикам видно, что амплитудная характеристики фильтров Чебышева имеет более крутой спад, чем у фильтров Баттерворта, но не такой крутой, как у эллиптического фильтра

2. Фильтр Баттерворта

Фильтр Баттерворта — один из типов электронных фильтров. Фильтры этого класса отделяются от других методом проектирования. Фильтр Баттерворта проектируется так, чтобы его амплитудная частотная характеристика была максимально гладкой на частотах полосы пропускания.

Подобные фильтры были впервые описаны британским инженером Стефаном Баттервортом в статье «О теории фильтрующих усилителей» (англ. On the Theory of Filter Amplifiers), в журнале Wireless Engineer в 1930 году.

Обзор

АЧХ фильтра Баттерворта максимально гладкая на частотах полосы пропускания и снижается практически до нуля на частотах полосы подавления. При отображении частотного отклика фильтра Баттерворта на логарифмической АФЧХ, амплитуда снижается к минус бесконечности на частотах полосы подавления. В случае фильтра первого порядка АЧХ затухает со скоростью 6 децибел на октаву (-20 децибел на декаду) (на самом деле все фильтры пер-

вого порядка независимо от типа идентичны и имеют одинаковый частотный отклик). Для фильтра Баттерворта второго порядка АЧХ затухает на 12 дБ на октаву, для фильтра третьего порядка — на 18 дБ и так далее. АЧХ фильтра Баттерворта — монотонно убывающая функция частоты. Фильтр Баттерворта — единственный из фильтров, сохраняющий форму АЧХ для более высоких порядков (за исключением более крутого спада характеристики на полосе подавления) тогда как многие другие разновидности фильтров (фильтр Бесселя, фильтр Чебышева, эллиптический фильтр) имеют различные формы АЧХ при различных порядках.

В сравнении с фильтрами Чебышева I и II типов или эллиптическим фильтром, фильтр Баттерворта имеет более пологий спад характеристики и поэтому должен иметь больший порядок (что более трудно в реализации) для того, чтобы обеспечить нужные характеристики на частотах полосы подавления. Однако фильтр Баттерворта имеет более линейную фазо-частотную характеристику на частотах полосы пропускания.

Как и для всех фильтров при рассмотрении частотных характеристик используют фильтр низких частот, из которого легко можно получить фильтр высоких частот, а, включив несколько таких фильтров последовательно, — полосовой фильтр или режекторный фильтр.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта n -го порядка может быть получена из передаточной функции :

где

- — порядок фильтра
- — частота среза (частота на которой амплитуда равна 3dB)
- — коэффициент усиления по постоянной составляющей (усиление на нулевой частоте)

Легко заметить, что для бесконечных значений АЧХ становится прямоугольной функцией, и частоты ниже частоты среза будут пропускаться с коэффициентом усиления , а частоты выше частоты среза будут полностью подавляться. Для конечных значений спад характеристики будет пологим.

С помощью формальной замены представим выражение в виде :

Полюсы передаточной функции расположены на круге радиуса равноудалённо друг от друга в левой полуплоскости. То есть передаточную функцию фильтра Баттерворта можно определить лишь определением полюсов его передаточной функции в левой полуплоскости s -плоскости. n -й полюс определяется .

Передаточную функцию можно записать в виде:

Аналогичные рассуждения применимы и к цифровым фильтрам Баттерворта, с той лишь разницей, что соотношения записываются не для s-плоскости, а для z-плоскости.

Знаменатель этой передаточной функции называется полиномом Баттерворта.

Нормированные полиномы Баттерворта

Полиномы Баттерворта могут записываться в комплексной форме, как показано выше, однако обычно они записываются в виде соотношений с вещественными коэффициентами (комплексно-сопряжённые пары объединяются с помощью умножения). Нормируются полиномы по частоте среза: . Нормированные полиномы Баттерворта, таким образом, имеют следующую каноническую форму:

Максимальная гладкость

Приняв и , производная амплитудной характеристики по частоте будет выглядеть следующим образом:

Она монотонно убывает для всех так как коэффициент усиления всегда положителен. Таким образом, АЧХ фильтра Баттерворта не имеет пульсаций.

При разложении амплитудной характеристики в ряд, получим:

Другими словами, все производные амплитудно-частотной характеристики по частоте до $2n$ -й равны нулю, из чего следует «максимальная гладкость».

Спад характеристики на высоких частотах

Приняв , найдём наклон логарифма АЧХ на высоких частотах:

В децибелах высокочастотная асимптота имеет наклон $20n$ дБ/декаду.

Проектирование фильтра

Существует ряд различных топологий фильтра, с помощью которых реализуются линейные аналоговые фильтры. Эти схемы отличаются только значениями элементов, структура же остаётся неизменной.

Топология Кауэра

Топология Кауэра использует пассивные элементы (ёмкости и индуктивности). Фильтр Баттерворта с заданной передаточной функцией может быть построен в форме Кауэра 1 типа. k -й элемент фильтра задаётся соотношением:

Топология Саллена-Кея

Топология Саллена-Кея использует помимо пассивных также и активные элементы (операционные усилители и ёмкости). Каждый каскад схемы Саллена-Кея представляет собой часть фильтра, математически описываемую парой комплексно-сопряжённых полюсов. Весь фильтр получается последовательным соединением всех каскадов. В случае, если попадаете действительный полюс, он должен быть реализован отдельно, обычно в виде RC-цепочки, и включён в общую схему.

Передаточная функция каждого каскада в схеме Саллена-Кея имеет вид:

Нужно, чтобы знаменатель представлял собой один из множителей полинома Баттерворта.

Последнее соотношение даёт две неизвестных, которые могут быть выбраны произвольно.

Сравнение с другими линейными фильтрами

Рисунок ниже показывает АЧХ фильтра Баттерворта в сравнении с другими популярными линейными фильтрами одинакового (пятого) .

Из рисунка видно, что спад АЧХ фильтра Баттерворта самый медленный из четырёх, однако он имеет и самую гладкую АЧХ на частотах полосы пропускания.

Пример

Рассмотрим аналоговый низкочастотный фильтр Баттерворта третьего порядка с фарад, ом, и генри. Обозначив полное сопротивление ёмкостей C как $1/Cs$ и полное сопротивление индуктивностей L как Ls , где s — комплексная переменная, и используя уравнения для расчёта электрических схем, получим следующую передаточную функцию .

Групповая задержка определяется как производная фазы по круговой частоте и является мерой искажений сигнала по фазе на различных частотах. Логарифмическая АЧХ такого фильтра не имеет пульсаций ни в полосе пропускания, ни в полосе подавления.

График модуля передаточной функции на комплексной плоскости ясно указывает на три полюса в левой полуплоскости. Передаточная функция полностью определяется расположением этих полюсов на единичном круге симметрично относительно действительной оси.

Заменив каждую индуктивность ёмкостью, а ёмкости — индуктивностями, получим высокочастотный фильтр Баттерворта.

3. РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА ВЫСОКИХ ЧАСТОТ ЧЕБЫШЕВА

3.1 Анализ задания

В данном разделе производится расчет ФВЧ, предназначенного для аппаратуры уплотнения специального типа.

Рассчитанный фильтр должен удовлетворять следующим требованиям:

- затухание фильтра в полосе пропускания не должно превышать заданной неравномерности затухания Δa ;
- в полосе задержания затухание должно быть не меньше гарантированного затухания a_0 .

Неравномерность затухания и гарантированное затухание определяют количество элементов, число звеньев схемы, причем данные величины должны быть обеспечены при любых обстоятельствах.

Требования к частотной зависимости затухания ФВЧ Чебышева:

1. Граница полосы пропускания фильтра: $f_0 = 83$ кГц;
2. Граница полосы задержания фильтра: $f_k = 44,86$ кГц;
3. Неравномерность характеристики затухания в полосе пропускания: $\Delta a = 0,17$ дБ;
4. Гарантированное затухание в полосе задержки: $a_0 = 23$ дБ;
5. Сопротивление генератора и нагрузки: $R_r = R_n = 350$ Ом;

Требования к частотной зависимости затухания этого фильтра изображены на рисунке 1.1.

3.2 Расчет ФВЧ Чебышева

Расчёт ФВЧ производится на основе расчета ФНЧ-прототипа, для которого производится пересчет частот, при этом порядок расчета следующий:

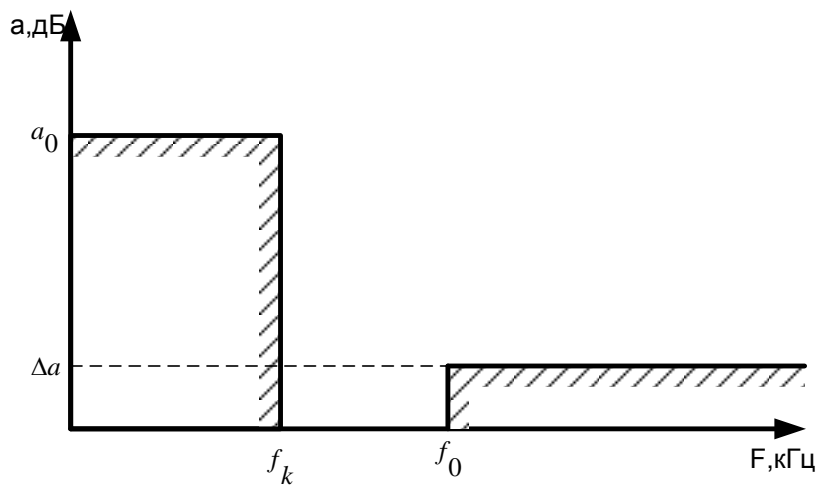


Рис. 1.1 Требования к характеристике затухания фильтра высоких частот

- 1) пересчет требований, сформулированных к ФВЧ, в требования к ФНЧ-прототипу;
- 2) расчет ФНЧ-прототипа;
- 3) пересчет параметров элементов ФНЧ-прототипа в параметры ФВЧ;
- 4) выбирается схема фильтра и определяется число элементов в ней;
- 5) изображается схема фильтра с параметрами элементов по ГОСТ и производится контрольный расчет затухания фильтра.

Зная частоты f_0 и f_k , найдем граничные частоты полосы пропускания и полосы задерживания ФНЧ-прототипа:

$$f_{кП} = \frac{f_0^2}{f_k} = \frac{83^2}{44,86} = 154 \text{ кГц},$$

$$f_{0П} = f_0 = 83 \text{ кГц}.$$

По найденным граничным частотам $f_{0П}$ и $f_{кП}$, а также заданным Δa и a_0 рассчитаем ФНЧ с характеристиками Чебышева.

Произведем нормирование полученных частот:

$$f_{кп} = \frac{f_{кп}}{f_{0п}} = \frac{154 \text{ кГц}}{83 \text{ кГц}} = 1,85$$

Минимально возможный порядок передаточной функции рассчитывается по формуле с учетом нормированной частоты полосы задержания ФНЧ-прототипа:

$$n_q \geq \frac{6 + a_0 - 10 \lg(10^{0,1 \cdot \Delta a} - 1)}{20 \lg(f_k + \sqrt{f_k^2 - 1})} \quad (1)$$

Подставляя численные значения в (1) получаем

$$n_q \geq \frac{6 + 23 - 10 \lg(10^{0,1 \cdot 0,17} - 1)}{20 \lg(1,85 + \sqrt{1,85^2 - 1})} = 4,04$$

Так как, в результате расчетов, минимальный порядок оказался равным 4,04, то полученное значение округляется до большего ближайшего целого числа, т.е. $n_q = 5$.

Выберем схему ФНЧ-прототипа, которая определяется на основании принятого значения n_q в соответствии с рисунком П. 2.5 [1]. Схема ФНЧ-прототипа представлена на рисунке 1.2.

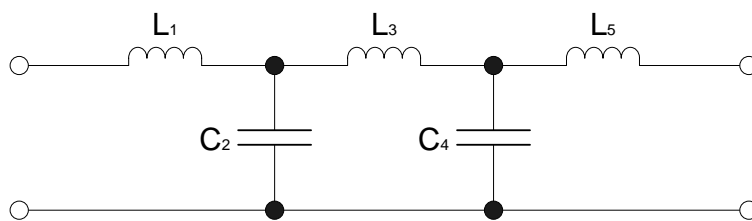


Рис. 1.2. Схема ФНЧ – прототипа для расчёта

Выпишем нормированные значения емкостей, индуктивностей, а также значения нулей и полюсов затухания фильтра в зависимости от Δa , a_0 и $f_{кп}$ из таблицы П. 2.6 [1]: $L_1 = 1,144$; $L_3 = 1,972$; $L_5 = 1,144$; $C_2 = 1,372$; $C_4 = 1,372$.

Рассчитаем истинные значения индуктивностей и емкостей для схемы

ФНЧ-прототипа по следующим формулам:

$$C_i = \frac{\tilde{C}_i}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_H} \quad \text{и} \quad L_i = \frac{\tilde{L}_i \cdot R_H}{2\pi \cdot f_0} \quad (2)$$

Тогда подставив нормированные значения ёмкостей и индуктивностей в (2) получим:

$$C_2 = \frac{\tilde{C}_2}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_H} = \frac{1,372}{2 \cdot 3,14 \cdot 83 \cdot 10^3 \cdot 350} = 7520 \text{ нФ} ,$$

$$C_4 = \frac{\tilde{C}_4}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_H} = \frac{1,372}{2 \cdot 3,14 \cdot 83 \cdot 10^3 \cdot 350} = 7520 \text{ нФ} ,$$

$$L_1 = \frac{\tilde{L}_1 \cdot R_H}{2\pi \cdot f_0} = \frac{1,144 \cdot 350}{2 \cdot 3,14 \cdot 83 \cdot 10^3} = 768 \text{ мкГн} ,$$

$$L_3 = \frac{\tilde{L}_3 \cdot R_H}{2\pi \cdot f_0} = \frac{1,972 \cdot 350}{2 \cdot 3,14 \cdot 83 \cdot 10^3} = 1324 \text{ мкГн} ,$$

$$L_5 = \frac{\tilde{L}_5 \cdot R_H}{2\pi \cdot f_0} = \frac{1,144 \cdot 350}{2 \cdot 3,14 \cdot 83 \cdot 10^3} = 768 \text{ мкГн} .$$

Истинные частоты значений нулей и полюсов ослабления с учетом граничной частоты полосы пропускания f_0 рассчитаем по следующим выражениям:

$$f_{0i} = \tilde{f}_{0i} \cdot f_0 , \quad (3)$$

Согласно [1] нормированные значения частот нулей ослабления для ФВЧ Чебышева составляют:

$$\tilde{f}_{02} = 0,34549 , \quad \tilde{f}_{04} = 0,90541 .$$

Тогда согласно выражений (3) истинные значения равны:

$$f_{02} = \tilde{f}_{02} \cdot f_0 = 0,34549 \cdot 83000 = 28,675 \text{ кГц} ,$$

$$f_{04} = \tilde{f}_{04} \cdot f_0 = 0,90541 \cdot 83000 = 75,074 \text{ кГц} ,$$

При переходе от схемы ФНЧ-прототипа к ФВЧ необходимо в схеме ФНЧ индуктивности L_i преобразовать в емкости C_i' , а емкости C_i в индук-

тивности L_i по следующим формулам:

$$C_i' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_i}, \quad L_i' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_i}. \quad (4)$$

Подставив численные значения в (4) получим:

$$C_1' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_1} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (83 \cdot 10^3)^2 \cdot 768 \cdot 10^{-6}} = 4,79 \text{ нФ}$$

$$C_3' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_3} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (83 \cdot 10^3)^2 \cdot 1324 \cdot 10^{-6}} = 2,77 \text{ нФ}$$

$$C_5' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_5} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (83 \cdot 10^3)^2 \cdot 768 \cdot 10^{-6}} = 4,79 \text{ нФ}$$

$$L_2' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (83 \cdot 10^3)^2 \cdot 7520 \cdot 10^{-12}} = 4,89 \text{ мкГн}$$

$$L_4' = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_4} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (83 \cdot 10^3)^2 \cdot 7520 \cdot 10^{-12}} = 4,89 \text{ мкГн}$$

Схема ФВЧ пятого порядка в общем случае имеет вид представленный на рисунке 1.3.

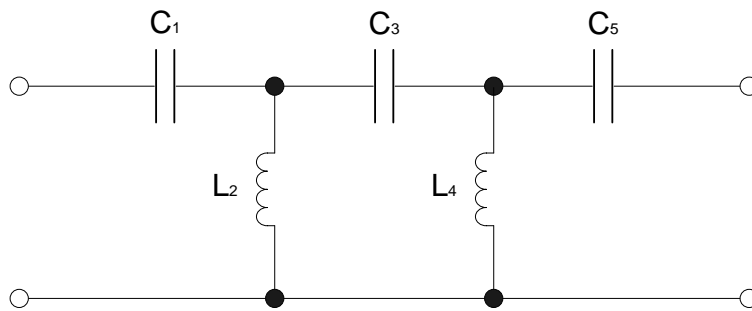


Рис. 1.3. Схема рассчитанного фильтра высоких частот

Каждому истинному значению частоты нулей ФНЧ-прототипа $f_{\text{фнч}}$ соответствует частота ФВЧ $f_{\text{фвч}}$. Связь между ними выражается следующей

формулой: $f_{\text{ФВЧ}} = \sqrt{(0,5 \cdot f_{\text{ФНЧ}})^2 + f_0^2} + 0,5 \cdot f_{\text{ФНЧ}}$.

Рассчитаем характерные частоты ФВЧ:.

$$f_{02} = \sqrt{(0,5 \cdot 28,675 \cdot 10^3)^2 + (83 \cdot 10^3)^2} + 0,5 \cdot 28,675 \cdot 10^3 = 98,566 \text{ кГц},$$

$$f_{04} = \sqrt{(0,5 \cdot 75,074 \cdot 10^3)^2 + (83 \cdot 10^3)^2} + 0,5 \cdot 75,074 \cdot 10^3 = 128,63 \text{ кГц},$$

на основании проведенного расчета частот построим характеристику фильтра высоких частот Чебышева (рис 1.4).

Так как рассчитанные емкости конденсатора отличаются от ГОСТ, Осуществим подбор номиналов конденсаторов для получения рассчитанных емкостей конденсаторов:

$$C_1 = 4790 \text{ пФ} = 4700 \text{ пФ} + 82 \text{ пФ} + 7,5 \text{ пФ};$$

$$C_3 = 2770 \text{ пФ} = 2700 \text{ пФ} + 68 \text{ пФ} + 2 \text{ пФ};$$

$$C_5 = 4790 \text{ пФ} = 4700 \text{ пФ} + 82 \text{ пФ} + 7,5 \text{ пФ}.$$

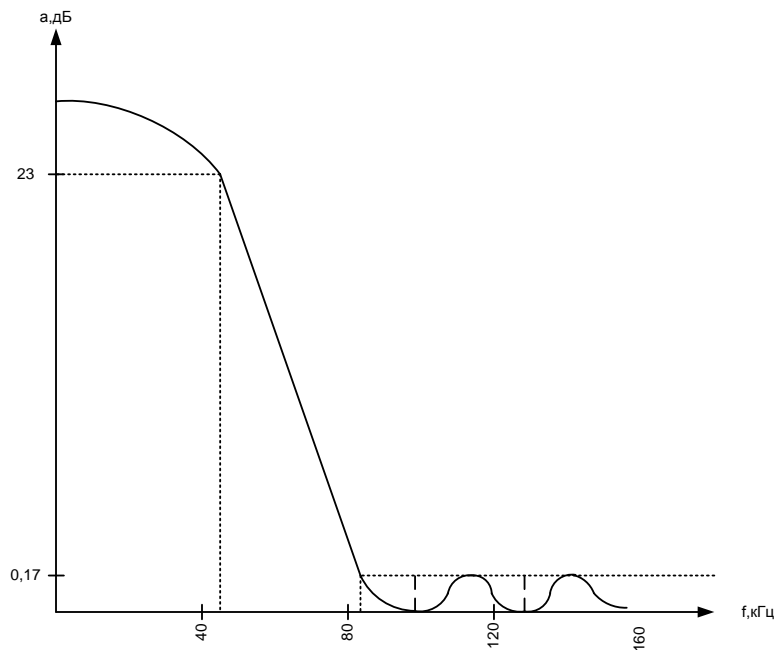


Рис. 1.4 Характеристика затухания рассчитанного фильтра высоких частот

Для проверки правильности проведенных расчетов проведем моделирование фильтра в среде Electronics Workbench, версия 5.12. Полученная в результате характеристика затухания фильтра приведена на рисунке 1.5

Данный фильтр применяется для выделения или подавления опреде-

ленных колебаний, разделения каналов, формирования спектра сигналов. Фильтр входит в состав многоканальных и радиорелейных систем передачи, измерительной аппаратуры, в каскады радиопередатчиков и радиоприемников.

В соответствии с истинными значениями катушек индуктивности и емкостей схема ФВЧ Чебышева имеет вид, представленный в приложении 1.1. Спецификация для рассчитанной схемы – в приложении 1.2.

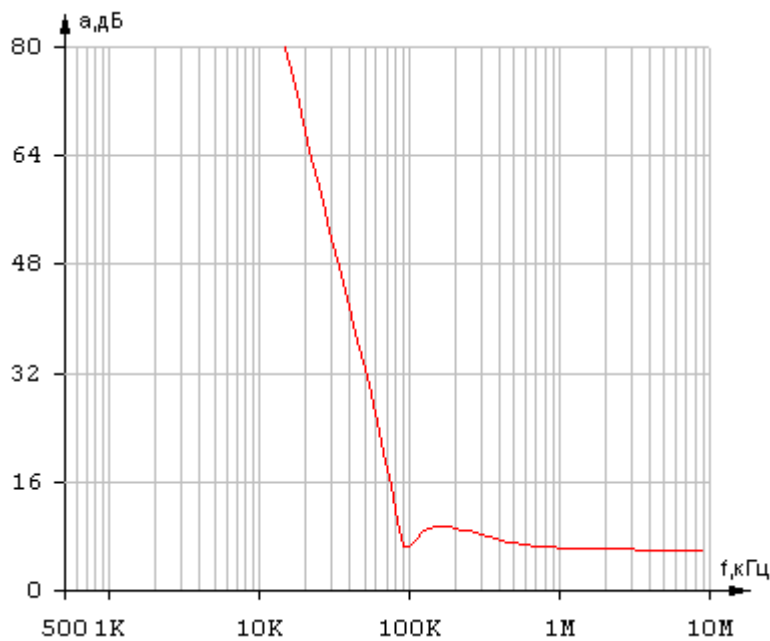


Рис. 1.5 Характеристика затухания рассчитанного фильтра высоких частот

4. РАЗРАБОТКА ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА БАТТЕРВОРТА

4.1 Анализ задания

В данном разделе произведен расчет ПФ, предназначенного для аппаратуры уплотнения специального типа.

Рассчитанный фильтр должен удовлетворять следующим требованиям:

- затухание фильтра в полосе пропускания не должно превышать заданной неравномерности затухания Δa ;
- в полосе задержания затухание должно быть не меньше гарантированного затухания a_0 .

Неравномерность затухания и гарантированное затухание определяют количество элементов, число звеньев схемы, причем данные величины должны быть обеспечены при любых обстоятельствах.

Требования к частотной зависимости затухания ПФ Баттерворта:

- Границы полосы пропускания фильтра: $f_{-x} = 31$ кГц, $f_x = 42$ кГц;
- Границы полосы задержания фильтра: $f_{-k} = 28,1$ кГц, $f_k = 44,9$ кГц
- Неравномерность характеристики затухания в ПП: $\Delta a = 1,55$ дБ;
- Гарантированное затухание в полосе задержки: $a_0 = 19,575$ дБ;
- Сопротивление генератора и нагрузки: $R_r = R_n = 350$ Ом.

Требования к частотной зависимости затухания этого фильтра изображены на рисунке 2.1:

4.2 Расчет ПФ Чебышева

Расчет ПФ Баттерворта производится на основе расчета ФНЧ-прототипа, для которого производится пересчет частот, при этом порядок расчета следующий:

- 1) пересчет требований, сформулированных к ПФ, в требования к ФНЧ-прототипу;
- 2) расчет ФНЧ-прототипа;

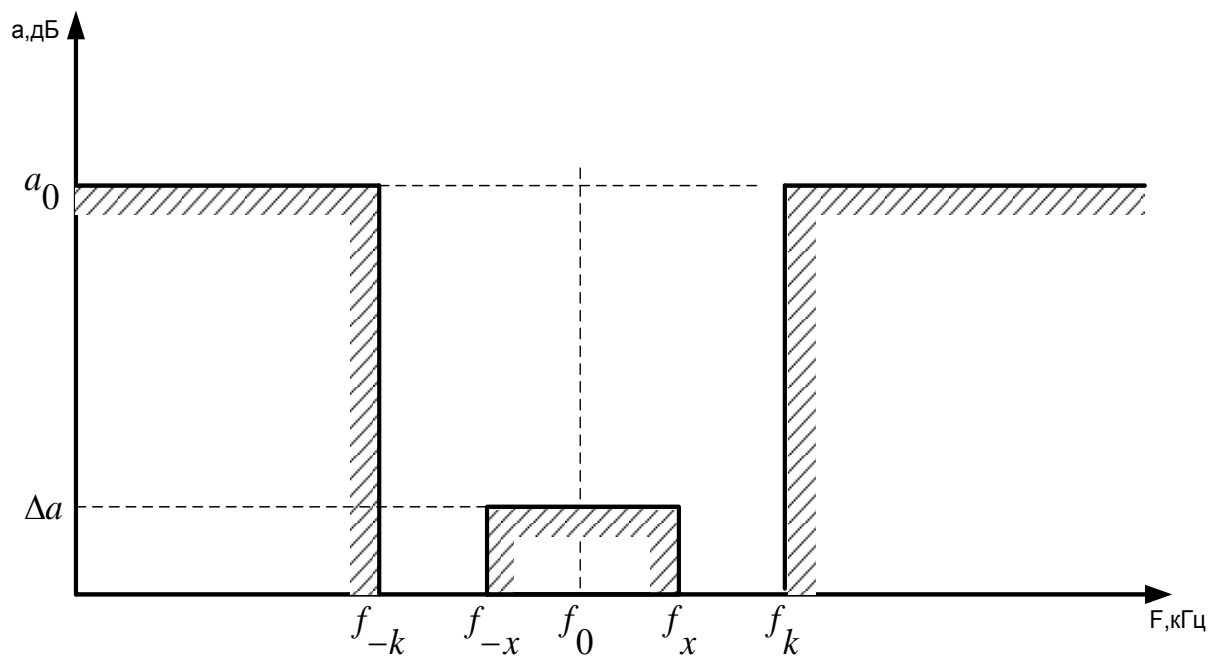


Рис 2.1. Требования к характеристике затухания полосового фильтра

- 3) пересчет параметров элементов ФНЧ-прототипа в параметры ПФ;
- 4) выбирается схема фильтра и определяется число элементов в ней;
- 5) изображается схема фильтра с параметрами элементов по ГОСТ и производится контрольный расчет затухания фильтра.

Полосовые фильтры, полученные реоктансным преобразованием частоты, обладают геометрически симметричными характеристиками затухания.

Требования же, предъявляемые к реальному фильтру, могут не обладать указанной симметрией. Частоты f_{-x} , f_x , f_{-k} считаем фиксированными, тогда

$$f_0^2 = f_{-x} \cdot f_x = 1,3 \cdot 10^9 \text{ с}^{-2} \quad \text{и} \quad f'_k = \frac{f_0^2}{f_{-k}} = \frac{1,3 \cdot 10^9}{28,1 \cdot 10^3} = 46,33 \text{ кГц}$$

Требования к фильтру удовлетворяют геометрической симметрии, а именно:

$$f_0 = \sqrt{f_{-x} \cdot f_x} = \sqrt{f_{-k} \cdot f'_k} = 36,08 \text{ кГц}$$

Найдем граничные частоты полосы пропускания и полосы задерживания ФНЧ-прототипа:

$$f_{0П} = f_x - f_{-x} = 42 \cdot 10^3 - 31 \cdot 10^3 = 11 \text{ кГц};$$

$$f_{КП} = f_k - f_{-k} = 44,9 \cdot 10^3 - 28,1 \cdot 10^3 = 16,8 \text{ кГц}.$$

По найденным граничным частотам $f_{0П}$ и $f_{КП}$, а также заданным Δa и a_0 рассчитаем ФНЧ с характеристиками затухания Баттерворта.

Минимально возможный порядок передаточной функции рассчитывается по формуле с учетом нормированной частоты полосы задержания ФНЧ-прототипа:

$$f_{\kappa n} = \frac{f_{\kappa n}}{f_{0n}} = \frac{16,8 \cdot 10^3}{11 \cdot 10^3} = 1,5272;$$

$$n_{\sigma} \geq \frac{\lg \frac{10^{0,1 \cdot a_0} - 1}{10^{0,1 \cdot \Delta a} - 1}}{2 \lg f_{\kappa}} \quad (5)$$

Подставив в (5) численные значения рассчитаем порядок фильтра:

$$n_{\sigma} \geq \frac{\lg \frac{10^{0,1 \cdot 19,575} - 1}{10^{0,1 \cdot 1,55} - 1}}{2 \lg 1,5272} = 6,3$$

Таким образом, для реализации фильтра необходимо принять большее целое число, т.е. принимаем $n_6=7$.

Выберем схему ФНЧ-прототипа, которая определяется на основании принятого значения n . Она будет иметь вид, показанный на рисунке 2.2.

Из [1] по таблице, относящейся к фильтрам нижних частот Баттерворта необходимо выписать нормированные значения емкостей и индуктивностей в зависимости от Δa , a_0 и $f_{КП}$. Эти значения выбираем для меньшего значения $\Delta a=1,55$ дБ: $L_1 = 0,445$; $L_3 = 1,802$; $L_5 = 1,802$; $L_7 = 0,445$; $C_2 = 1,247$; $C_4 = 2,000$; $C_6 = 1,247$

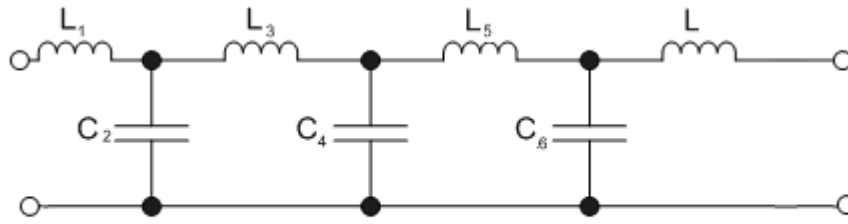


Рис. 2.2 Схема ФНЧ - прототипа для расчёта

Для получения истинных значений параметров L и C фильтра необходимо определить коэффициенты денормирования K_L и K_C , причем, в данном случае пересчета частоты выполнять не нужно.

Коэффициент денормирования для индуктивности равен:

$$K_L = \frac{R_H}{2 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{350 \text{ Ом}}{2 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 10^3 \text{ Гц}} = 5,066 \text{ мГн}$$

Коэффициент денормирования для емкости равен:

$$K_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_H \cdot f_0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 350 \text{ Ом} \cdot 11 \cdot 10^3 \text{ Гц}} = 41,359 \text{ нФ}$$

Зная коэффициенты денормирования, рассчитаем истинные значения индуктивностей и емкостей по формулам:

$$L_i = K_L \cdot \tilde{L}_i \text{ и } C_i = K_C \cdot \tilde{C}_i \quad (6)$$

Подставив численные значения в (6) получим:

$$L_1 = \tilde{L}_1 \cdot K_L = 0,445 \cdot 5,066 \cdot 10^{-3} = 2,25 \text{ мГн},$$

$$L_3 = \tilde{L}_3 \cdot K_L = 1,802 \cdot 5,066 \cdot 10^{-3} = 9,13 \text{ мГн},$$

$$L_5 = \tilde{L}_5 \cdot K_L = 1,802 \cdot 5,066 \cdot 10^{-3} = 9,13 \text{ мГн},$$

$$L_7 = \tilde{L}_7 \cdot K_L = 0,445 \cdot 5,066 \cdot 10^{-3} = 2,25 \text{ мГн}$$

$$C_2 = \tilde{C}_2 \cdot K_C = 1,247 \cdot 41,359 \cdot 10^{-9} = 51,57 \text{ нФ},$$

$$C_4 = \tilde{C}_4 \cdot K_C = 2,000 \cdot 41,359 \cdot 10^{-9} = 82,718 \text{ нФ},$$

$$C_6 = \tilde{C}_6 \cdot K_C = 1,247 \cdot 41,359 \cdot 10^{-9} = 51,57 \text{ нФ},$$

Рассчитаем затухание фильтра по формуле:

$a(f) = 10 \lg \left(1 + \left(10^{0,1 \cdot \Delta a} - 1 \right) \cdot f^{2n} \right)$ для различных нормированных значений частоты, включая обязательно граничные частоты полос пропускания и задержания фильтра:

$$f_0 = 1; \quad n = 7;$$

$$a) \quad a(1) = 10 \lg \left(1 + \left(10^{0,1 \cdot 1,55} - 1 \right) \cdot 1^{2 \cdot 7} \right) = 1,55 \text{ дБ};$$

$$f_k = 1,55; \quad n = 7;$$

$$б) \quad a(1,55) = 10 \lg \left(1 + \left(10^{0,1 \cdot 1,55} - 1 \right) \cdot 1,55^{2 \cdot 7} \right) = 22,99 \text{ дБ};$$

$$f_k = 22,99; \quad n = 7;$$

$$в) \quad a(22,99) = 10 \lg \left(1 + \left(10^{0,1 \cdot 1,55} - 1 \right) \cdot 22,99^{2 \cdot 7} \right) = 186,94 \text{ дБ};$$

Перейдем к схеме ПФ Баттерворта. Для этого каждую индуктивность ФНЧ-прототипа заменяем последовательным соединением этой же индуктивности и емкости C'_i , значение которой выбирается из условия резонанса между ними на частоте f_0 . Каждая емкость ФНЧ-прототипа заменяется параллельным контуром, состоящим из этой же емкости и индуктивности L'_i , обеспечивающий резонанс на частоте f_0 , т. е:

$$C'_i = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_i}, \quad L'_i = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_i}.$$

Параллельно с емкостями C_2 , C_4 , и C_6 включаются соответственно следующие индуктивности:

$$L'_2 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 51,57 \cdot 10^{-9}} = 0,38 \text{ мГн};$$

$$L'_4 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_4} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 82,718 \cdot 10^{-9}} = 0,23 \text{ мГн};$$

$$L'_6 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_5} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 51,57 \cdot 10^{-9}} = 0,38 \text{ мГн}$$

Последовательно с индуктивностями L_1 , L_3 , L_5 и L_7 включаются соответствующие емкости:

$$C'_1 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_1} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,25 \cdot 10^{-3}} = 8,6 \text{ нФ} ;$$

$$C'_3 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_3} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 9,13 \cdot 10^{-3}} = 2,1 \text{ нФ} ;$$

$$C'_5 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_5} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 9,13 \cdot 10^{-3}} = 2,1 \text{ нФ} .$$

$$C'_7 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_7} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (36,08 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,25 \cdot 10^{-3}} = 8,6 \text{ нФ}$$

Таким образом, схема полосового фильтра Баттерворта будет иметь вид, представленный на рисунке 2.3.

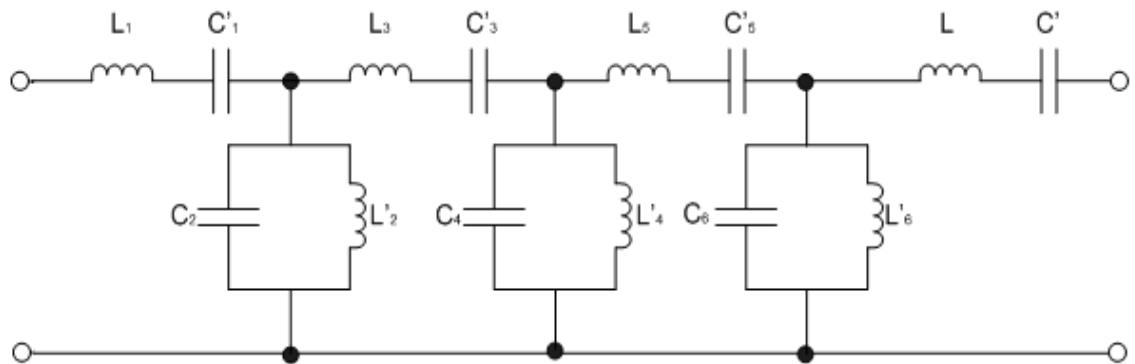


Рис. 2.3. Схема рассчитанного полосового фильтра

Представим характеристику затухания рассчитанного полосового фильтра Баттерворта (рис. 2.4).

Так как рассчитанные емкости конденсатора отличаются от ГОСТа, подбором номиналов конденсаторов получим нужную величину емкости конденсаторов:

$$C'_1 = 8200 \text{ пФ}$$

$$C_2 = 2000 \text{ пФ}$$

$$C'_3 = 2000 \text{ пФ}$$

$$C_4 = 82000 \text{ пФ}$$

$$C'_5 = 2000 \text{ пФ}$$

$$C_6 = 47000 \text{ пФ}$$

$$C'_7 = 8200 \text{ пФ}$$

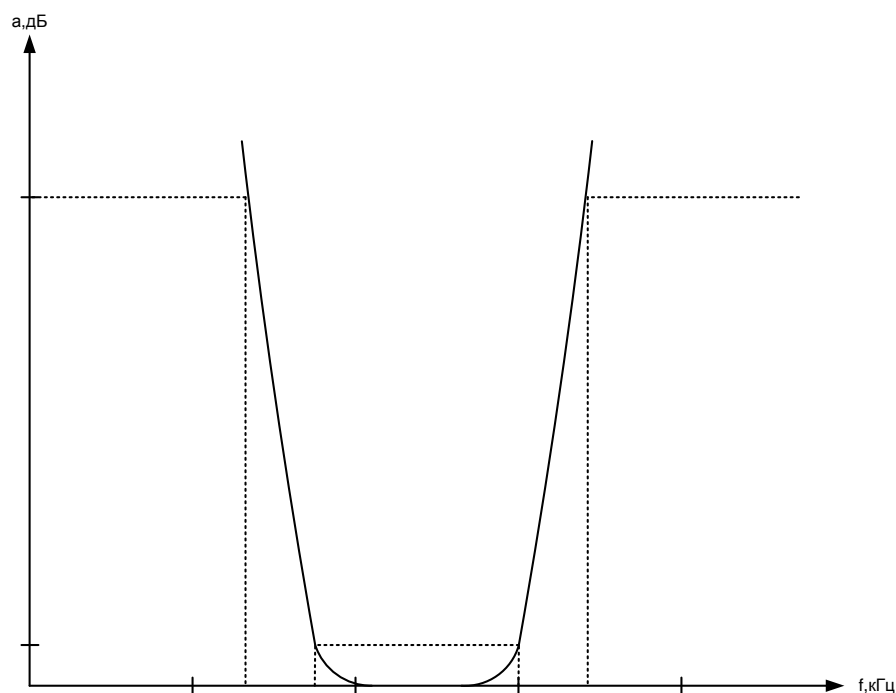


Рис. 2.5 Характеристика затухания рассчитанного полосового фильтра

Тип конденсатора необходимо выбирать с учётом частоты, на которой он будет работать, напряжения, под которыми он будет находиться, а также исходить из массогабаритных и стоимостных показателей. В данном случае целесообразно использовать конденсаторы типов

Катушки индуктивности производятся на заводе-изготовителе по рассчитанным параметрам и их пересчёта не требуется.

Таким образом, полосовой фильтр Баттерворта полностью рассчитан, и его принципиальная схема представлена в приложении 2.1, а спецификация элементов - в приложении 2.2.

Для проверки правильности проведенных расчетов проведем моделирование фильтра в среде Electronics Workbench, версия 5.12. Полученная в результате характеристика затухания фильтра приведена на рисунке 2.5

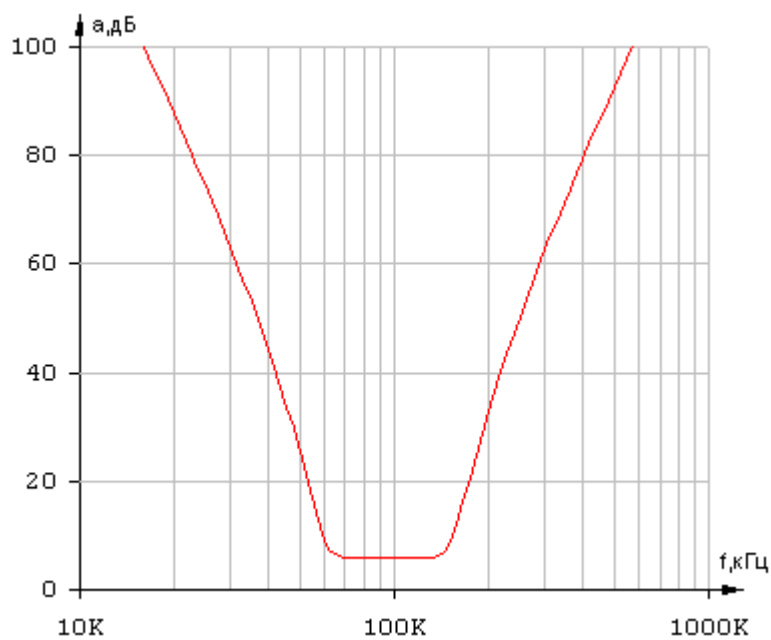


Рис. 2.5 Характеристика затухания рассчитанного полосового фильтра

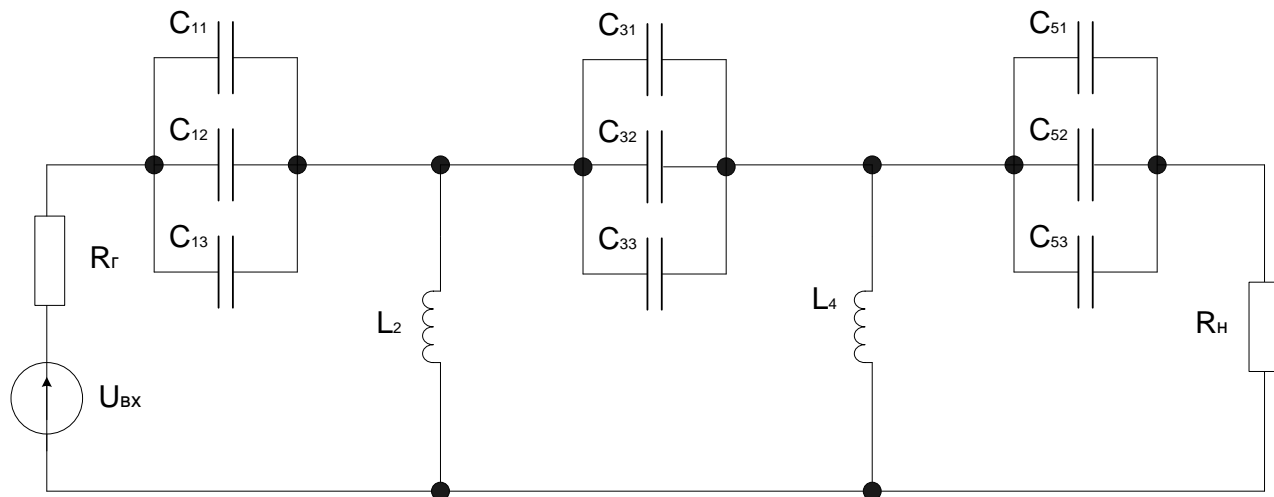
Данный фильтр применяется для выделения или подавления определенных колебаний, разделения каналов, формирования спектра сигналов. Фильтр входит в состав многоканальных и радиорелейных систем передачи, измерительной аппаратуры, в каскады радиопередатчиков и радиоприемников.

Заключение

В результате выполнения курсовой работы были рассчитаны фильтр высоких частот Чебышева пятого порядка и полосовой фильтр Баттерворта седьмого порядка. Характеристики затуханий, построенные по рассчитанным частотам отвечают требованиям к полосам задержания и пропускания. Проведенное моделирование показало, что характеристики рассчитанных фильтров близки к идеальным, что подтверждает точность расчёта.

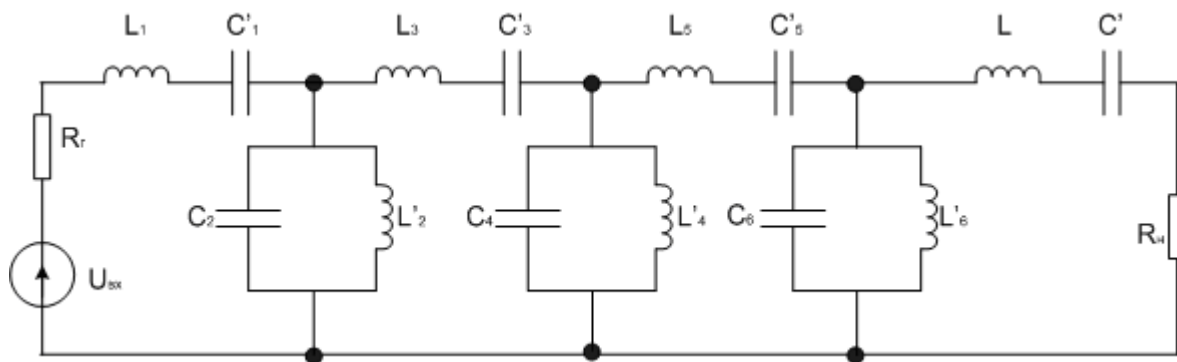
Библиографический список

1. Богданов Н.Г. Расчёт электрических фильтров. – Пособие по курсовому и дипломному проектированию.- Орел: ВИПС, 2000г.
2. Зааль Р., Справочник по расчетам фильтров. - М.: Радио и связь, 1983



Приложение 1.2

Позицион- ное обозна- чение	Наименование элементов	Номинал	Кол-во
Конденсаторы			
C_{11}, C_{51}	K21-9-M150-4700 $\pm 5\%$	4700 пФ	2
C_{12}, C_{52}	K21-9-M150-82 $\pm 5\%$	82 пФ	2
C_{13}, C_{53}	КД-1а-M75-7,5 $\pm 5\%$	7,5 пФ	2
C_{21}	K21-9-M150-2700 $\pm 5\%$	2700 пФ	1
C_{22}	K21-9-M150-68 $\pm 5\%$	68 пФ	1
C_{23}	КД-1а-M75-2 $\pm 5\%$	2 пФ	1
Катушки индуктивности			
L_2, L_4	Катушка	489 мкГн	2



Приложение 2.2

Позицион- ное обозна- чение	Наименование, тип	Номинал	Кол-во
Конденсаторы			
C'_1	K21-9-M750-8200 $\pm 5\%$	8200 пФ	1
C_2	K21-9-M750-47000 $\pm 5\%$	47000 пФ	1
C'_3	K21-9-M750-2000 $\pm 5\%$	2000 пФ	1
C_4	K21-9-M750-82000 $\pm 5\%$	82000 пФ	1
C'_5	K21-9-M750-2000 $\pm 5\%$	2000 пФ	1
C_6	K21-9-M750-47000 $\pm 5\%$	47000 пФ	1
C'_7	K21-9-M750-8200 $\pm 5\%$	8200 пФ	1
Катушки индуктивности			
L_1	Катушка	2,25 мГн	1
L'_2	Катушка	0,38 мГн	1
L_3	Катушка	9,13 мГн	1
L'_4	Катушка	0,23 мГн	1
L_5	Катушка	9,13 мГн	1
L'_6	Катушка	0,38 мГн	1