

## Лекция 32

## АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

## План

1. Пассивные  $LC$ -фильтры.
2. Активные  $RC$ -фильтры.
3. Фильтры на переключаемых конденсаторах
4. Заключение.

1. Пассивные  $LC$ -фильтры

$LC$ -фильтры были первыми фильтрами, которые использовались в устройствах передачи сигналов.

Пассивный фильтр, реализующий характеристики Баттерворта или Чебышева, представляет лестничную  $LC$ -цепь, включенную между резистивным сопротивлением источника сигнала и нагрузкой  $R_H$  (рис. 32.6). Элементы фильтра рассчитывают таким образом, чтобы обеспечить передачу максимальной мощности в полосе пропускания.

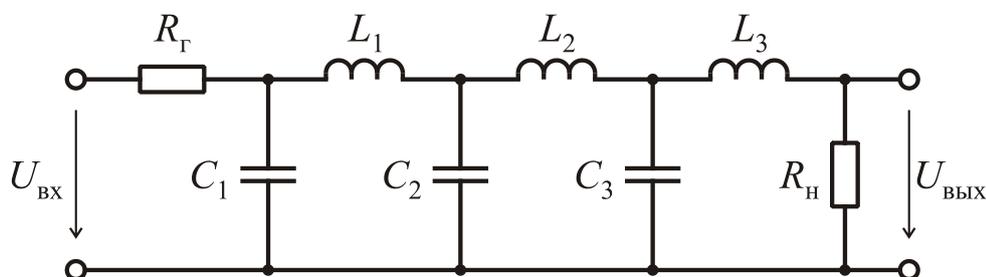


Рис. 32.6

С помощью лестничной  $LC$ -цепи можно реализовать только передаточные функции, нули передачи которых расположены на мнимой оси. Однако это не является серьезным ограничением, так как нули передачи частотно-селективных фильтров, как правило, расположены на мнимой оси, включая начало координат и бесконечность.

В простейшем случае нули передачи находятся в бесконечности. Таким свойством обладают передаточные функции фильтров нижних частот Баттерворта и Чебышева. Продольные ветви  $LC$ -цепи содержат индуктивности, а поперечные – емкости. Если нули передачи расположены в начале координат (фильтр верхних частот), то продольные ветви содержат емкостные эле-

менты, а поперечные – индуктивные. Отличие фильтров Баттерворта и Чебышева в этом случае заключается только в разных значениях реактивных элементов, получаемых в процессе расчета. Количество реактивных элементов определяется порядком фильтра  $n$ .

Пару нулей передачи на мнимой оси  $(p^2 + \omega_{0i}^2)$  можно реализовать с помощью последовательного колебательного контура в поперечной ветви или параллельного колебательного контура в продольной ветви. Резонансные частоты контуров совпадают с нулями передачи фильтра.

Лестничный  $LC$ -фильтр, включенный между генератором и нагрузкой, может начинаться как с продольной, так и поперечной ветви. Если порядок фильтра  $n$  четный, оба варианта равноценны. Если  $n$  – нечетное число, выбирают структуру, которая содержит минимальное число индуктивных элементов.

Методы синтеза  $LC$ -фильтров хорошо разработаны. Существует обширная справочная литература, которая содержит данные о фильтрах различных порядков. Процедура расчета фильтра сводится к выбору типа и порядка фильтра.

Пассивные фильтры устойчивы, не требуют источников питания, имеют низкую чувствительность характеристик к изменениям номиналов элементов. Их основной недостаток при работе на частотах меньше 100 МГц – большие габариты и вес, обусловленные размерами индуктивных катушек.

В настоящее время  $LC$ -фильтры почти вытеснены цифровыми и аналоговыми активными  $RC$ -фильтрами. Однако пассивные фильтры по-прежнему используются на частотах, превышающих 100 кГц. Кроме того, многие методы реализации цифровых фильтров и активных  $RC$ -фильтров со стабильными характеристиками основаны на моделировании  $LC$ -фильтров, согласованных по входу и выходу.

Методы проектирования аналоговых фильтров с типовыми амплитудно-частотными характеристиками хорошо разработаны. Имеются многочисленные справочники, в которых приведены подробные таблицы с параметрами фильтров различных порядков.

## 2. Активные $RC$ -фильтры

Основной недостаток  $LC$ -фильтров, работающих в диапазоне частот менее 50 кГц – большие габариты и вес, обусловленные значительными размерами индуктивных катушек на этих частотах.

Этого недостатка лишены активные  $RC$ -фильтры. Такой фильтр содержит резисторы, конденсаторы и активные элементы (как правило, операционные усилители). Активные фильтры широко используют в геофизической, медицинской аппаратуре, устройствах связи. В простых случаях активный фильтр представляет каскадное соединение звеньев второго-первого порядков (рис. 32.8).

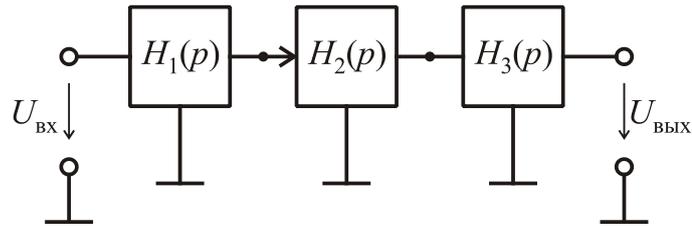


Рис. 32.8

Передачная функция такого фильтра представляет произведение сомножителей второго порядка:

$$H(p) = H_1(p) \cdot H_2(p) \cdot H_3(p) \cdots$$

Преимущества каскадной реализации заключаются в простоте расчета и настройки фильтра.

Рассмотрим подробнее передачные функции звеньев второго порядка. В общем случае передачная функция звена имеет вид

$$H(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$$

Параметры  $\omega_p$  и  $Q_p$  определяют полюсы передачной функции:

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_p}{2Q_p} \pm j\omega_p \sqrt{1 - \left(\frac{1}{4Q_p^2}\right)}$$

При  $Q_p > 0.5$  полюсы  $p_{1,2}$  комплексно-сопряженные. Параметр  $\omega_p$  называют *частотой*, а  $Q_p$  – *добротностью реализуемой пары полюсов*.

Коэффициенты числителя передачной функции определяют расположение нулей передачи и соответственно тип передачной функции. Передачную функцию фильтра нижних частот получим, предположив  $a_2 = a_1 = 0$ :

$$H_{\text{нч}}(p) = \frac{a_0}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}$$

Нули передачи фильтра верхних частот расположены в начале координат, поэтому

$$H_{\text{вч}}(p) = \frac{a_2 p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}.$$

Передаточная функция полосно-пропускающего фильтра

$$H_{\text{пп}}(p) = \frac{a_1 p}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2}.$$

В практике проектирования активных фильтров используется большое число схем, реализующих передаточные функции первого и второго порядков. Простейшими являются схемы на одном ОУ с положительной обратной связью. На рис. 32.9 показан фильтр нижних частот Саллена – Ки. Он назван так по фамилиям инженеров П. Саллена и Э. Ки, предложивших первые практические схемы активных фильтров.

Операционный усилитель, резисторы  $R_3$  и  $R_4$  реализуют неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления  $K = (R_3 + R_4)/R_4$ . Передаточная функция фильтра

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K/R_1 R_2 C_1 C_2}{p^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} (1 - K) \right) p + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Для реализации фильтра верхних частот необходимо поменять местами резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ . Достоинства фильтра Салена – Ки – простота структуры, минимальное число активных элементов. Последнее особенно важно в тех случаях, когда необходимо уменьшить мощность, потребляемую фильтром.

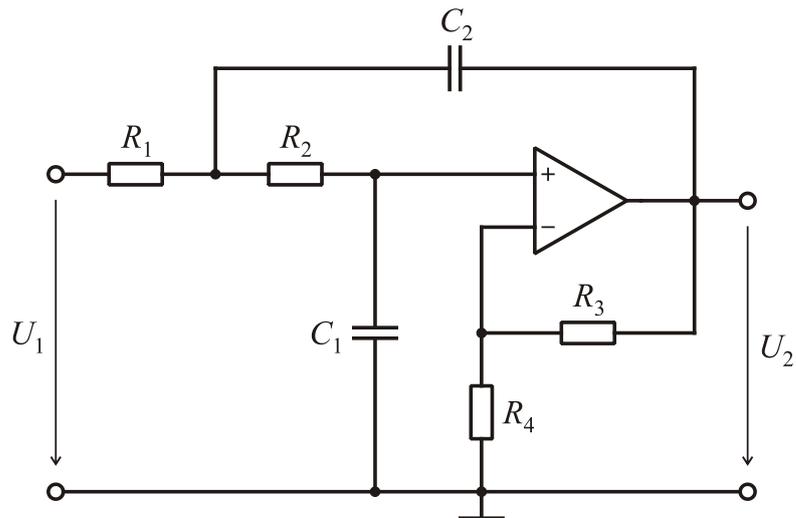


Рис. 32.9

В настоящее время разработаны различные процедуры расчета элементов фильтров Салена – Ки. Приведем один из вариантов, обеспечивающий равенство номиналов элементов. Исходными данными являются частота  $\omega_p$  и добротность полюсов  $Q_p$ . Расчет проводится в следующем порядке.

1. Выбираем подходящие номиналы конденсаторов  $C_1 = C_2 = C$ .
2. Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  определяем по формуле

$$R_1 = R_2 = 1/\omega_p C.$$

Коэффициент передачи усилителя

$$K = 3 - 1/Q_p.$$

Для реализации передаточных функций полосно-пропускающих фильтров с невысокой добротностью полюсов ( $Q_p \leq 10$ ) используют звенья с многопетлевой обратной связью (рис. 32.10).

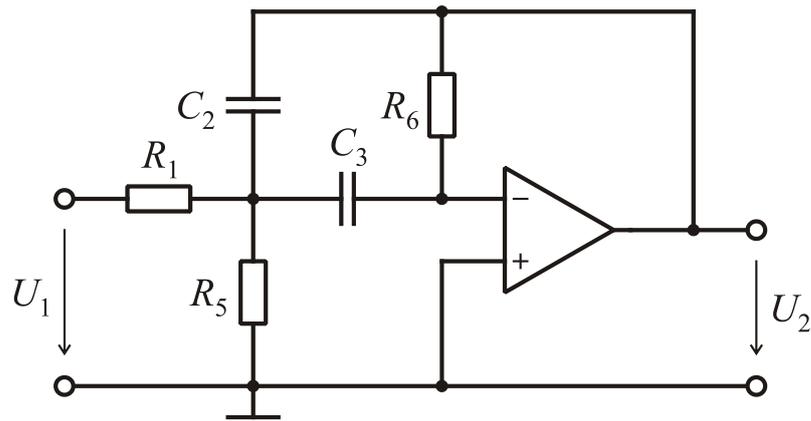


Рис. 32.10

Передаточная функция фильтра, показанного на рис. 32.10,

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{p/R_1 C_2}{p^2 + (1/R_6 C_2 + 1/R_6 C_3)p + (1/R_1 + 1/R_5)/R_6 C_2 C_3}.$$

Расчет элементов схемы проводится в следующем порядке.

1. Выбираем подходящие значения емкостей  $C_2 = C_3 = C$ .
2. Сопротивления резисторов рассчитываем по формулам:

$$R_1 = Q_p / \omega_p C H_0; \quad R_5 = Q_p / (2Q_p^2 - H_0) \omega_p C; \quad R_6 = 2Q_p / \omega_p C.$$

В последних соотношениях  $H_0$  – коэффициент передачи на частоте  $\omega_0$ . Для упрощения схемы можно исключить резистор  $R_5$ , заменив его разрывом. Однако при этом нельзя будет контролировать коэффициент  $H_0$ .

С помощью звеньев на одном ОУ можно реализовать и передаточные функции второго порядка с нулями передачи на мнимой оси. Однако такие звенья содержат большое число пассивных элементов. В частности, число конденсаторов может достигать трех-четырех. Значительно сложнее и процедуры расчета таких звеньев.

Главным недостатком звеньев на одном ОУ является высокая чувствительность характеристик к изменениям коэффициента усиления активного элемента. Особенно сильно это проявляется при реализации высокодобротных полюсов. В таких случаях используют звенья на нескольких ОУ. Их основные преимущества перед звеньями на одном ОУ заключаются в меньшей чувствительности характеристик, простоте регулировки и настройки. К тому же с точки зрения технологии интегральных схем минимизировать число активных элементов нецелесообразно. Поэтому звенья на нескольких ОУ часто оказываются более предпочтительными.

### 3. Фильтры на переключаемых конденсаторах

Активные  $RC$ -фильтры, рассмотренные в параграфе 32.6, используются в диапазоне частот от единиц герц до нескольких десятков килогерц. Для реализации таких фильтров необходимы пассивные элементы больших номиналов. Это является серьезным недостатком с точки зрения современных интегральных технологий, так как такие элементы занимают на кристалле интегральной схемы слишком большую площадь. Другая трудность заключается в том, что интегральные резисторы и конденсаторы имеют низкую точность. Их номиналы могут отличаться от заданных на 5–10 %. Активные фильтры, реализуемые в виде интегральных схем, требуют тщательной подстройки, что делает их слишком дорогими для массового производства.

Требованиям интегральных технологий отвечают фильтры на переключаемых конденсаторах – цепи, состоящие из конденсаторов, операционных усилителей и ключей на МОП-транзисторах. Резисторы в таких фильтрах заменяют коммутируемыми конденсаторами.

На рис. 32.12 показана схема интегратора на переключаемых конденсаторах (ПК). Ключи в схеме на рис. 32.12 реализованы на МОП-транзисторах. Они управляются генератором, формирующим две неперекрывающиеся последовательности импульсов  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  (рис. 32.13). Когда импульс имеет высокий уровень, соответствующий ключ замкнут. Период повторения импульсов равен  $T_c$ .

Частота импульсов  $f_c = 1/T_c$  значительно выше частоты входного сигнала, поэтому можно считать  $u_1$  постоянным на интервале  $T_c$ . При подаче импульса  $\varphi_1$  конденсатор  $C_1$  подключается к входному напряжению  $u_1$  и получает заряд  $q = C_1 u_1$ . При подаче импульса  $\varphi_2$  заряд передается конденсатору  $C_2$  (поскольку напряжение на входе ОУ равно нулю,  $C_1$  полностью разряжается). Выходное напряжение изменяется на величину

$$\Delta u_2 = -\frac{C_1}{C_2} u_1.$$

Выходное напряжение изменяется пропорционально величине входного напряжения  $u_1$  в течение каждого интервала  $T_c$ , т. е. схема является инвертирующим интегратором.

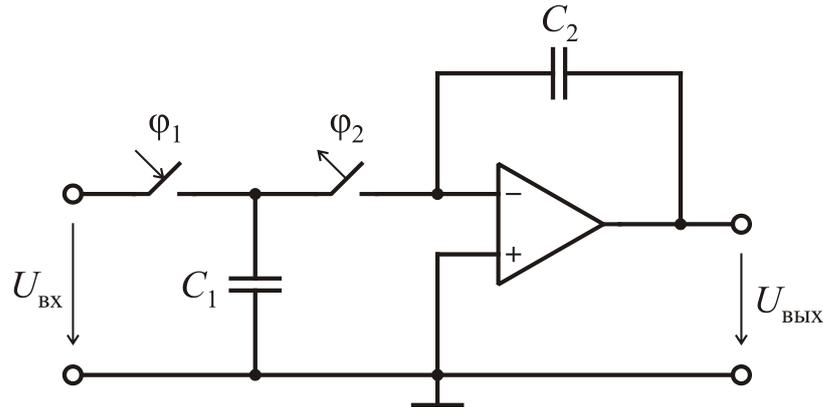


Рис. 32.12

Средний ток интегратора

$$i_{\text{cp}} = \frac{q}{T_c} = \frac{C_1 u_1}{T_c}.$$

Таким образом, коммутируемый конденсатор на входе эквивалентен резистору, сопротивление которого

$$R_э = \frac{u_1}{i_{\text{cp}}} = \frac{T_c}{C_1}.$$

Постоянная времени интегратора

$$\tau = R_э C_1 = T_c \frac{C_1}{C_2}.$$

Постоянная времени интегратора на рис. 32.12 определяется не абсолютной величиной емкостей, а их отношением, а также периодом повторения импульсов. Современные интегральные технологии позволяют с высокой точностью выдерживать отношение емкостей конденсаторов (погрешность не превышает 0.1%). Емкости конденсаторов при этом не превышают 1 пФ. Поскольку управляющие импульсы вырабатываются высокостабильным, например кварцевым, генератором, то постоянные времени реализуются с высокой точностью. Таким образом, фильтры на ПК способны реализовать заданную передаточную функцию с высокой точностью.

В последние десятилетия предложены различные функциональные узлы на ПК, выполняющие операции интегрирования, суммирования, вычитания сигналов. Поэтому для реализации фильтров на ПК часто используют

схемы активных  $RC$ -фильтров на нескольких ОУ, заменяя каждый функциональный узел (интегратор или сумматор) соответствующим узлом на ПК.

Преимущества ПК-фильтров перед активными  $RC$ -фильтрами – совместимость с КМОП-технологиями, малая площадь, занимаемая на кристалле. Поскольку фильтры на ПК изготавливают по МОП-технологии, их можно размещать на одном кристалле с другими устройствами, выполняющими как аналоговую, так и цифровую обработку сигналов. Таким образом, появляется возможность интеграции целых систем на одном кристалле.

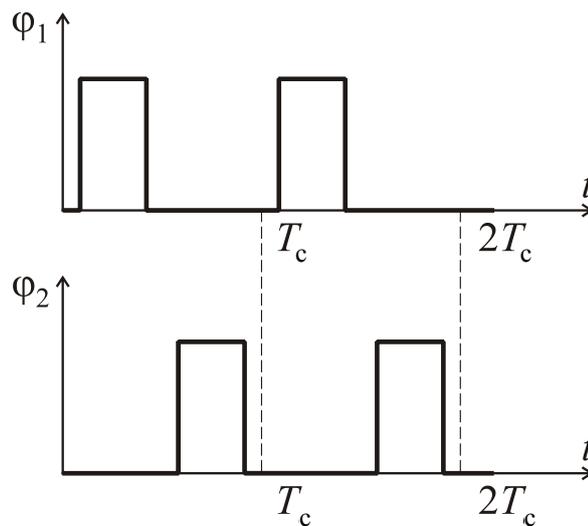


Рис. 32.13

Фильтры на ПК выпускаются многими фирмами в виде интегральных схем. Одна и та же микросхема позволяет реализовать АЧХ различных типов: ФНЧ, ПФ, ФВЧ и т. д. Частота среза фильтра перестраивается за счет изменения частоты генератора тактовых импульсов. Диапазон рабочих частот таких фильтров составляет от единиц герц до сотен килогерц.

#### 4. Заключение

Электротехника и электроника – области человеческих знаний, использующие понятия и методы различных наук, прежде всего математики, физики, информатики, теории цепей и систем. Фундаментальное понятие изучаемой дисциплины – математические модели электронных и электротехнических устройств, представленные в форме схем замещения. Такие модели применяются как при ручных расчетах, так и при компьютерном моделировании электронных цепей и устройств.

Первая часть учебного пособия посвящена изучению общих свойств математических моделей электронных устройств и методов их анализа в ча-

стотной и временной областях. Методы теории цепей, рассмотренные в первой части пособия, используются во второй части для исследования реальных электронных устройств. Главное внимание уделено не физическим принципам работы полупроводниковых приборов, а рассмотрению функциональных узлов, используемых в аналоговой и цифровой схемотехнике.

Разумеется, в рамках вводного курса, рассчитанного на два семестра, невозможно подробно рассмотреть даже основные разделы электротехники и электроники. Однако объем материала, изложенного в пособии, на взгляд автора, достаточен для чтения профессиональной литературы и изучения специальных дисциплин, таких как аналоговая и цифровая схемотехника, элементы и узлы ЭВМ, цифровая обработка сигналов и т. д. Для более глубокого и полного изучения отдельных разделов курса следует воспользоваться специальной литературой. Список учебников и монографий, в которых рассмотрены многие современные разделы теории цепей и электроники, приведен в разделе «Рекомендуемая литература».