Лекция 11

АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

План

1. Общие сведения об электронных фильтрах.
2. Передаточные функции аналоговых фильтров.
3. Пассивные *LC*-фильтры.
5. Активные *RC*-фильтры.
4. Выводы.

1. Общие сведения об электронных фильтрах

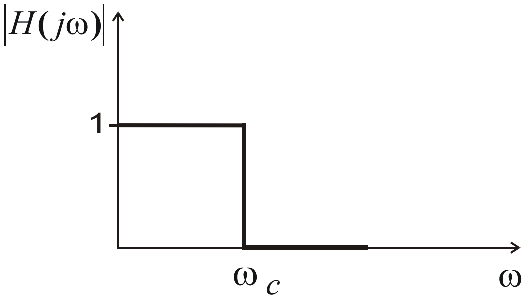
Электронный фильтр – это частотно-избирательное устройство, которое служит для передачи (пропускания) сигналов в заданном диапазоне частот (полосе пропускания) и подавления сигналов в других диапазонах частот (полоса задерживания). Фильтры широко используются в системах связи, в схемах защиты электронных систем от помех.

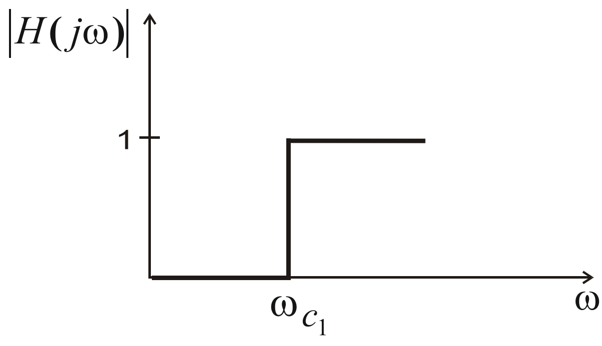
Различают аналоговые фильтры, в которых обрабатываемый сигнал имеет аналоговую форму, и цифровые фильтры, предназначенные для обработки цифровых сигналов. В настоящей главе рассматриваются аналоговые фильтры.

Классификация фильтров. Фильтры принято классифицировать по следующим признакам.

По виду амплитудно-частотной характеристики (АЧХ): фильтры нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосно-пропускающие или полосовые (ПП), полосно-задерживающие (ПЗ).

По типам элементов, используемых для реализации: пассивные *LC*-фильтры, активные *RC*-фильтры, фильтры на переключаемых конденсаторах и т. д.





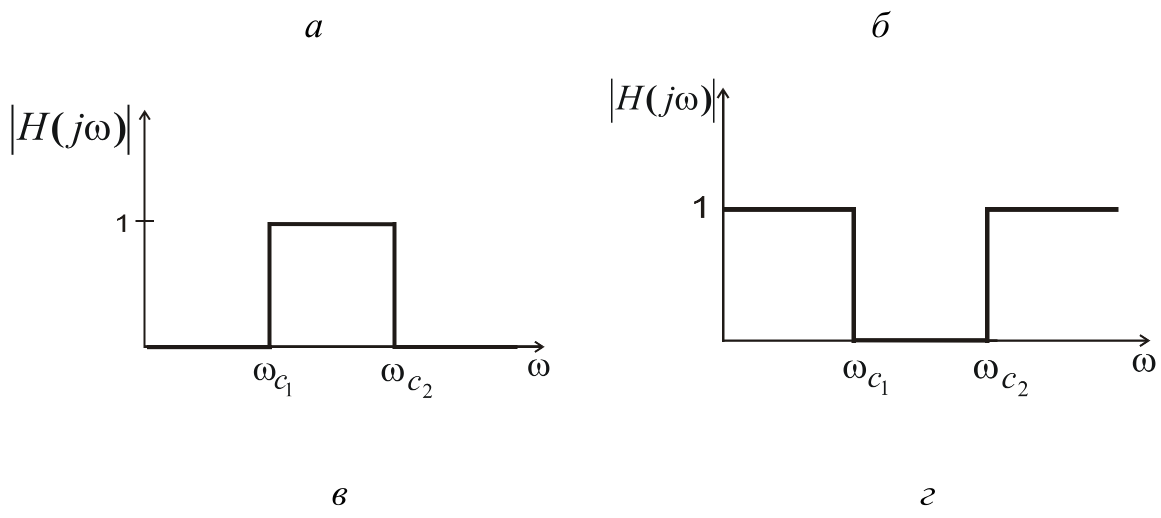


Рис. 11.1

На рис. 11.1, *а–г* показаны идеальные АЧХ фильтров: нижних частот, верхних частот, полосно-пропускающего и полосно-задерживающего.

Цепь, состоящая из конечного числа элементов, не может реализовать идеальные характеристики, показанные на рис. 11.1. Амплитудно-частотная характеристика реального фильтра нижних частот показана на рис. 11.2.

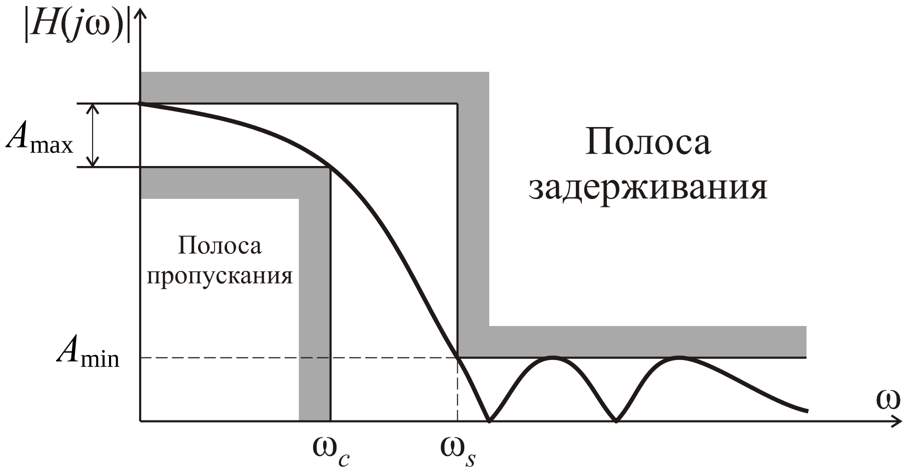


Рис. 11.2

Поскольку с помощью реальной цепи невозможно реализовать постоянную амплитудно-частотную характеристику, задают максимальное отклонение АЧХ в полосе пропускания $A_{\max}$. В полосе задерживания задается минимальная величина ослабления сигнала $A_{\min}$.

Физически реализуемый фильтр всегда имеет переходную полосу между полосами пропускания и задерживания. Она расположена между частотой среза ω_c и граничной частотой полосы задерживания ω_s. Отношение ω_s/ω_c характеризует избирательность фильтра.

Итак, амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот определяется следующими параметрами:

1) частотой среза ω_c;

2) максимальным отклонением в полосе пропускания $A_{\max}$;

3) граничной частотой полосы пропускания ω_s;

4) минимальным затуханием в полосе задерживания $A_{\min}$.

2. Передаточные функции аналоговых фильтров

Аналоговый фильтр представляет линейную частотно-селективную цепь, поведение которой определяется операторной передаточной функцией $H(p)$. Операторная передаточная функция – отношение изображений по Лапласу выходного и входного сигналов:

$$H(p)=\frac{U_2(p)}{U_1(p)}. \tag{11.1}$$

Здесь $U_1(p), U_2(p)$– изображения напряжений на входе и выходе фильтра (рис. 11.3), p – комплексная частотная переменная.

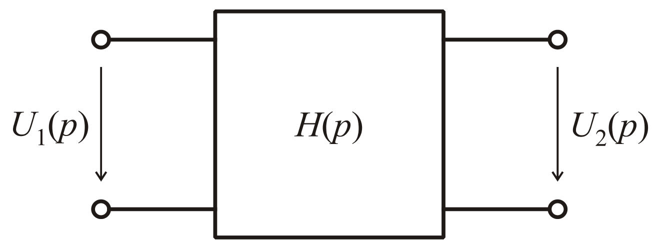


Рис. 11.3

Известно, что передаточная функция линейной цепи является дробно-рациональной, т. е. представляет отношение двух полиномов от комплексной переменной p:

$$H(p)=\frac{N(p)}{D(p)}=\frac{b_m p^m + b_{m-1}p^{m-1} + \ldots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0}. \tag{11.2}$$

Полагая в (11.2) $p = j\omega$, получаем комплексную передаточную функцию, определяющую реакцию фильтра на гармоническое воздействие:

$$H(j\omega)=\frac{N(j\omega)}{D(j\omega)}=\frac{b_m(j\omega)^m+b_{m-1}(j\omega)^{m-1}+\ldots+b_1(j\omega)+b_0}{a_n(j\omega)^n+a_{n-1}(j\omega)^{n-1}+\ldots+a_1(j\omega)+a_0}. \qquad (11.3)$$

Представим передаточную функцию в показательной форме:

$$H(j\omega)=|H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}.$$

Модуль комплексной передаточной функции – амплитудно-частотная характеристика, а ее аргумент – фазочастотная характеристика.

Числитель и знаменатель $H(p)$ можно записать в виде произведения сомножителей первого порядка:

$$H(p)=\frac{N(p)}{D(p)}=K\frac{(p-p_1^{/})(p-p_2^{/})\ldots(p-p_m^{/})}{(p-p_1)(p-p_2)\ldots(p-p_n)}.$$

Корни полинома числителя $p_i^{/}$ называют *нулями*, а корни полинома знаменателя p_j – *полюсами* передаточной функции. Расположение полюсов и нулей $H(p)$ на комплексной плоскости определяет поведение цепи как в частотной, так и во временной областях. В частности, от расположения полюсов и нулей зависит форма частотных характеристик фильтра. Как правило, нули передачи частотно-селективных фильтров расположены на мнимой оси, включая начало координат и бесконечность. Каждой паре нулей на мнимой оси соответствует множитель $\left(p^2+(\omega_i')^2\right)$ в числителе $H(p)$. Нулю в начале координат соответствует множитель p. Число нулей в бесконечности в общем случае равно разности степеней числителя и знаменателя передаточной функции.

В простейших случаях нули передачи расположены в начале координат (ФВЧ) или в бесконечности (ФНЧ). Такие фильтры имеют меньшую селективность, чем фильтры с нулями передачи на мнимой оси. Однако уменьшение селективности окупается значительным упрощением структуры цепи, реализующей передаточную функцию с нулями в начале координат или бесконечности.

Пример 11.1. Полюсы передаточной функции второго порядка $p_{1,2}=-(1/2)\pm j(\sqrt{3}/2)$, АЧХ равна 1 при $\omega=0$ и равна 0 при $\omega=2$. Записать в аналитической форме передаточную функцию $H(p)$.

Решение. Передаточная функция имеет пару комплексно-сопряженных полюсов и два нуля передачи на мнимой оси на частоте $\omega=\pm 2$. Поэтому

$$H(p) = 0{,}25\frac{p^2 + 4}{p^2 + p + 1}.$$

Постоянный множитель, равный 0.25, необходим для того, чтобы обеспечить условие $H(0) = 1$.

Процедура синтеза электронного фильтра включает два основных этапа. Первым этапом является *аппроксимация* – процедура получения передаточной функции, с заданной точностью воспроизводящей заданные частотные или временные характеристики. Передаточная функция, найденная на этапе аппроксимации, затем реализуется электрической цепью.

В общем случае для получения передаточной функции, обеспечивающей заданную форму частотннх характеристик, используют методы оптимизации. На практике часто используют типовые передаточные функции, имеющие аналитическое решение. Перечислим наиболее распространенные передаточные функции, аппроксимирующие. АЧХ фильтра нижних частот.

1. Фильтр Баттерворта с максимально плоской амплитудно-частотной характеристикой.

2. Фильтр Чебышева с равноволновой характеристикой в полосе пропускания.

3. Инверсный фильтр Чебышева с равноволновой характеристикой в полосе задерживания.

4. Эллиптический фильтр, имеющий равноволновые характеристики в полосе пропускания и полосе задерживания.

5. Фильтр Бесселя с фазочастотной характеристикой, близкой к линейной.

Рассмотрим подробнее передаточные функции Баттерворта и Чебышева. Нули передачи этих функций расположены в бесконечности, что значительно упрощает их реализацию.

Фильтры Баттерворта. Передаточная функция фильтра нижних частот Баттерворта n-го порядка характеризуется выражением

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}. \qquad (11.4)$$

Амплитудно-частотная характеристика фильтра Баттерворта обладает следующими свойствами:

1. При любом порядке n значение АЧХ $|H(j0)| = 1$.

2. На частоте среза ω_c $|H(j\omega_c)| = 0.7$.

АЧХ фильтра монотонно убывает с ростом частоты. По этой причине фильтры Баттерворта называют фильтрами с максимально плоскими характеристиками. На рис. 11.4 показаны графики амплитудно-частотных характеристик фильтров Баттерворта 3 и 5 порядков. Очевидно, что чем больше порядок фильтра, тем точнее аппроксимируется АЧХ идеального фильтра нижних частот.

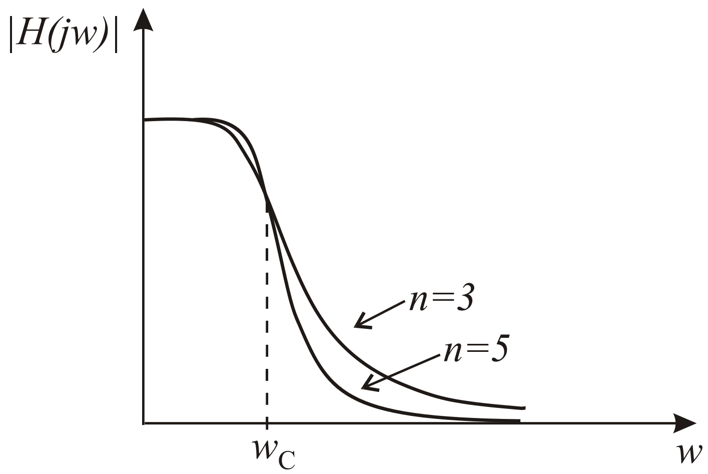


Рис. 11.4

Порядок передаточной функции *n* выбирают из условия обеспечения требуемого затухания в полосе задерживания на частоте $\omega > \omega_c$. Модуль передаточной функции в полосе задерживания

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^{2n}}} \approx \frac{1}{\omega^n}.$$

Порядок передаточной функции определяется приближенной формулой

$$n = 20\lg|H(j\omega)| / 20\lg(\omega/\omega_c). \tag{11.5}$$

Здесь ω – частота в полосе задерживания, на которой задана величина затухания. Значение *n*, полученное с помощью формулы (11.5), округляется до ближайшего целого, большего *n*.

Пример 11.2. Определить порядок фильтра Баттерворта, у которого значение АЧХ на частоте, равной $2\omega_c$, не превышает 0.01.

Решение. В соответствии с (11.5) $n = 20\lg 0.1 / 20\lg(2) = 3.32$. Округляя до ближайшего большего целого, получаем, что такое ослабление в полосе задерживания обеспечивает фильтр Баттерворта четвертого порядка.

Определяем координаты полюсов фильтра Баттерворта, полагая в (11.4) $\omega^2 = -p^2$:

$$H(p)H(-p) = \frac{1}{1+(-1)^n p^{2n}}.$$

Приравняв полином знаменателя нулю, найдем, что полюсы фильтра Баттерворта с частотой среза $\omega_c = 1$ рад/с расположены на окружности единичного радиуса на одинаковом угловом расстоянии друг от друга:

$$p_k = -\sin\frac{2k-1}{2n}\pi + j\cos\frac{2k-1}{2n}\pi.$$

Каждая пара комплексных сопряженных полюсов образует множитель

$$p^2 + p\cdot 2\sin\frac{2k-1}{2n}\pi + 1.$$

Фильтры Чебышева. Квадрат модуля передаточной функции фильтра Чебышева определяется выражением

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(\omega)}. \qquad (11.6)$$

Здесь $T_n(\omega)$ – полином Чебышева порядка *n*; ε – коэффициент, определяющий неравномерность АЧХ в полосе пропускания.

Рассмотрим основные свойства полиномов Чебышева[1]. Первые четыре полинома Чебышева имеют вид:

$$T_0(\omega) = 1; \quad T_1(\omega) = \omega;$$

$$T_2(\omega) = 2\omega^2 - 1; \quad T_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega.$$

Полином Чебышева порядка $n \geq 2$ может быть получен с помощью рекуррентной формулы

$$T_n(\omega) = 2\omega T_{n-1}(\omega) - T_{n-2}(\omega).$$

Анализ поведения полиномов Чебышева показывает, что на интервале $-1 \leq \omega \leq 1$ полином $T_n(\omega)$ *n* раз принимает значения, равные нулю, и *n*+1 раз достигает значений, равных +1 или –1 и чередующихся друг с другом. Вне интервала $-1 \leq \omega \leq 1$ полином $T_n(\omega)$ монотонно возрастает.

В соответствии с (11.6) модуль передаточной функции фильтра Чебышева равен единице на тех частотах, где полином $T_n(\omega)$ обращается в нуль.

---

[1] Эти полиномы были получены русским математиком П. Л. Чебышевым в результате решения задачи наилучшего приближения функций.

Перечислим свойства фильтров Чебышева.

1. В полосе пропускания АЧХ имеет равноволновой характер. На интервале $-1 \le \omega \le 1$ имеется *n* точек, в которых функция $\left|H(j\omega)\right|^2$ достигает максимального значения, равного 1, или минимального значения, равного $1/\left(1+\varepsilon^2\right)$. Если *n* нечетно, $\left|H(j0)\right|^2 = 1$, если *n* четно, $\left|H(j0)\right| = 1/\sqrt{\left(1+\varepsilon^2\right)}$.

2. Значение АЧХ фильтра Чебышева на частоте среза равно

$$H(j\omega_C) = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}.$$

3. При $\omega \ge 1$ функция $\left|H(j\omega)\right|^2$ монотонно убывает и стремится к нулю.

4. Параметр ε определяет неравномерность АЧХ фильтра Чебышева в полосе пропускания:

$$A_{\max} = 10\lg\left(1+\varepsilon^2\right).$$

График амплитудно-частотной характеристики фильтра Чебышева пятого порядка показан на рис. 11.5. Сравнение АЧХ фильтров Баттерворта и Чебышева показывает, что фильтр Чебышева обеспечивает большее ослабление в полосе пропускания, чем фильтр Баттерворта такого же порядка. Недостаток фильтров Чебышева заключается в том, что их фазочастотные характеристики в полосе пропускания значительно отличаются от линейных.

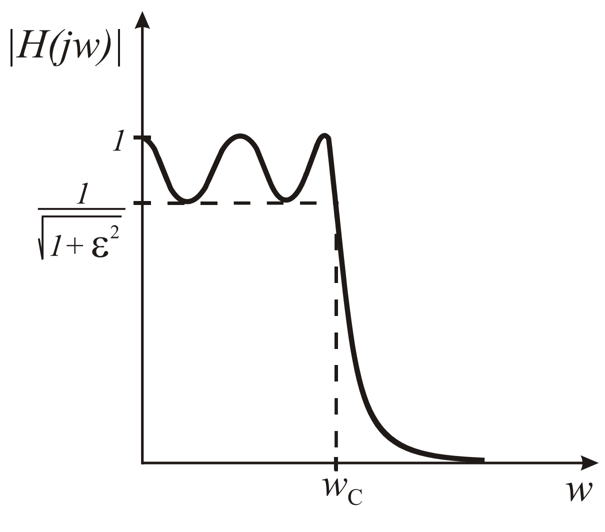


Рис. 11.5

Для фильтров Баттерворта и Чебышева имеются подробные таблицы, в которых приведены координаты полюсов и коэффициенты передаточных функций различных порядков.

3. 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 $R_н$ (рис. 11.6). Элементы фильтра рассчитывают таким образом, чтобы обеспечить передачу максимальной мощности в полосе пропускания.

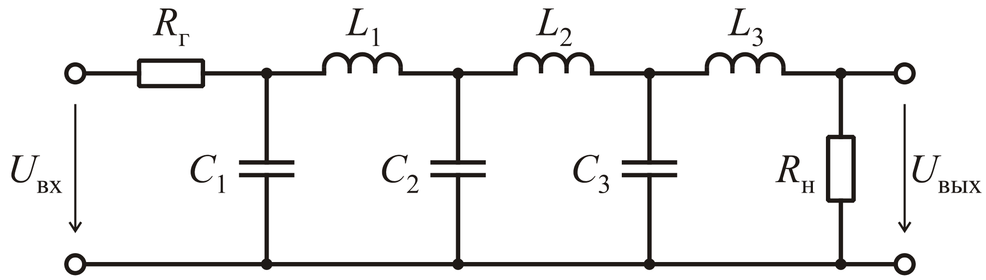


Рис. 11.6

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 элементы, 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 $\left(p^2+\omega_{0i}^2\right)$ 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.

4. 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. 11.8).

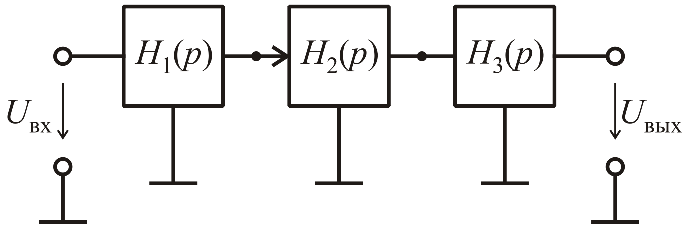


Рис. 11.8

Передаточная 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 передаточные функции звеньев второго порядка. В общем случае передаточная 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 ω_p и Q_p определяют полюсы передаточной 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 ω_p называют *частотой*, а Q_p – *добротностью реализуемой пары полюсов*.

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

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

Нули передачи фильтра верхних частот расположены в начале координат, поэтому

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

Передаточная функция полосно-пропускающего фильтра

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

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. 11.9 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

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K/R_1R_2C_1C_2}{p^2 + \left(\dfrac{1}{R_1C_1} + \dfrac{1}{R_2C_1} + \dfrac{1}{R_2C_2}(1-K)\right)p + \dfrac{1}{R_1R_2C_1C_2}}.$$

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

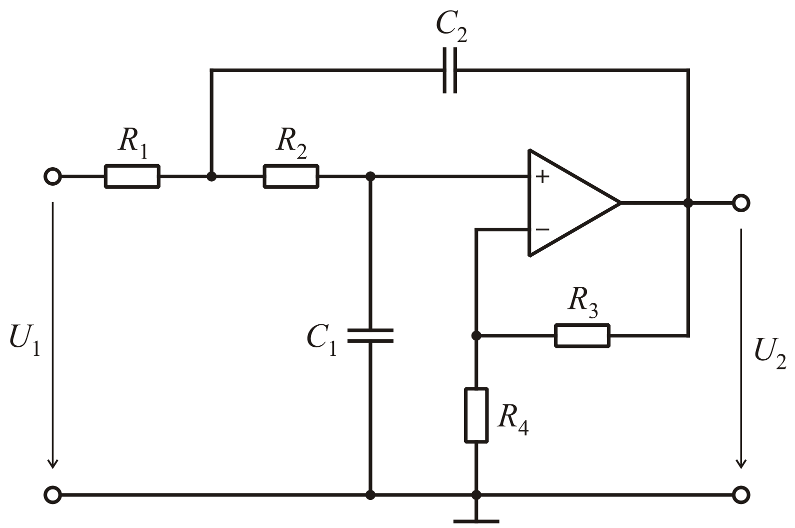


Рис. 11.9

В настоящее время разработаны различные процедуры расчета элементов фильтров Салена – Ки. Приведем один из вариантов, обеспечивающий равенство номиналов элементов. Исходными данными являются частота ω_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 ($Q_p \le 10$) используют звенья с многопетлевой обратной связью (рис. 11.10).

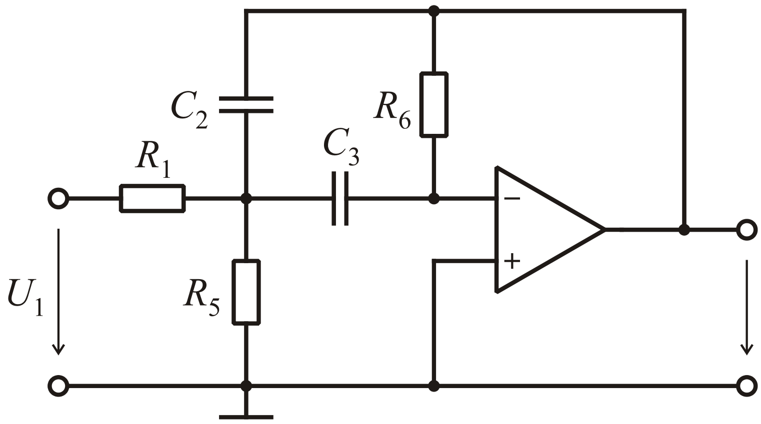


Рис. 11.10

Передаточная функция фильтра, показанного на рис. 11.10,

$$H(p)=\frac{U_2}{U_1}=\frac{p/R_1C_2}{p^2+\left(1/R_6C_2+1/R_6C_3\right)p+\left(1/R_1+1/R_5\right)/R_6C_2C_3}.$$

Расчет элементов схемы проводится в следующем порядке.

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

$$R_1=Q_p/\omega_pCH_0;\;\; R_5=Q_p/\left(2Q_p^2-H_0\right)\omega_pC;\;\; R_6=2Q_p/\omega_pC.$$

В последних соотношениях H_0 – коэффициент передачи на частоте ω_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.

7. Фильтры на переключаемых конденсаторах

Активные *RC*-фильтры, рассмотренные в параграфе 11.6, 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. 11.12 показана схема интегратора на переключаемых конденсаторах (ПК). Ключи в схеме на рис. 11.12 реализованы на МОП-транзисторах. Они управляются генератором, формирующим две неперекрывающиеся последовательности импульсов φ_1 и φ_2 (рис. 11.13). 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 φ_1 конденсатор C_1 подключается к входному напряжению u_1 и получает заряд $q = C_1 u_1$. При подаче импульса φ_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.

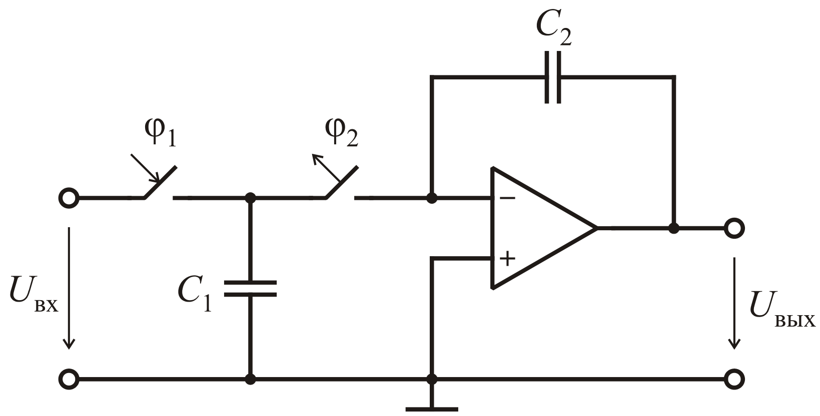


Рис. 11.12

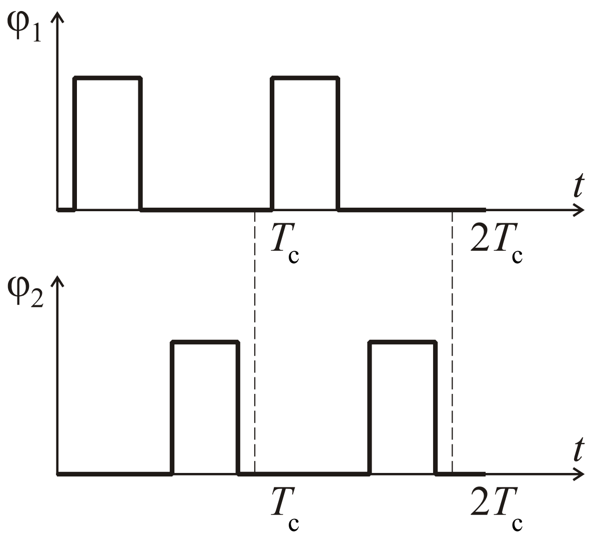


Рис. 11.13

Средний ток интегратора

$$i_{ср} = \frac{q}{T_с} = \frac{C_1 u_1}{T_с}.$$

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

$$R_э = \frac{u_1}{i_{ср}} = \frac{T_с}{C_1}.$$

Постоянная времени интегратора

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

Постоянная времени интегратора на рис. 11.12 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 фильтров на ПК 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.

8. Выводы

1. Электронный фильтр – это частотно-избирательное устройство, которое служит для передачи (пропускания) сигналов в заданном диапазоне частот (полосе пропускания) и подавления сигналов в других диапазонах частот (полоса задерживания).
2. Фильтры классифицируют по виду амплитудно-частотных характеристик, типу используемых элементов.
3. Аналоговый фильтр представляет линейную частотно-селективную цепь, поведение которой определяется операторной передаточной функцией $H(p)$.