

Лабораторная работа №1.

Исследование пассивных двухполюсников. Пассивные RC-фильтры.

Простейшими элементами электронных схем являются двухполюсники. Различают пассивные и активные двухполюсники. Активные двухполюсники являются источниками энергии, например, источники тока и напряжения. График вольт-амперной характеристики пассивного двухполюсника всегда проходит через начало координат. Пассивные двухполюсники бывают линейными и нелинейными. примером нелинейного двухполюсника является полупроводниковый диод. Резисторы, конденсаторы и индуктивности относятся к линейным двухполюсникам: их вольт-амперные характеристики представляют собой прямую линию (рис. 1).

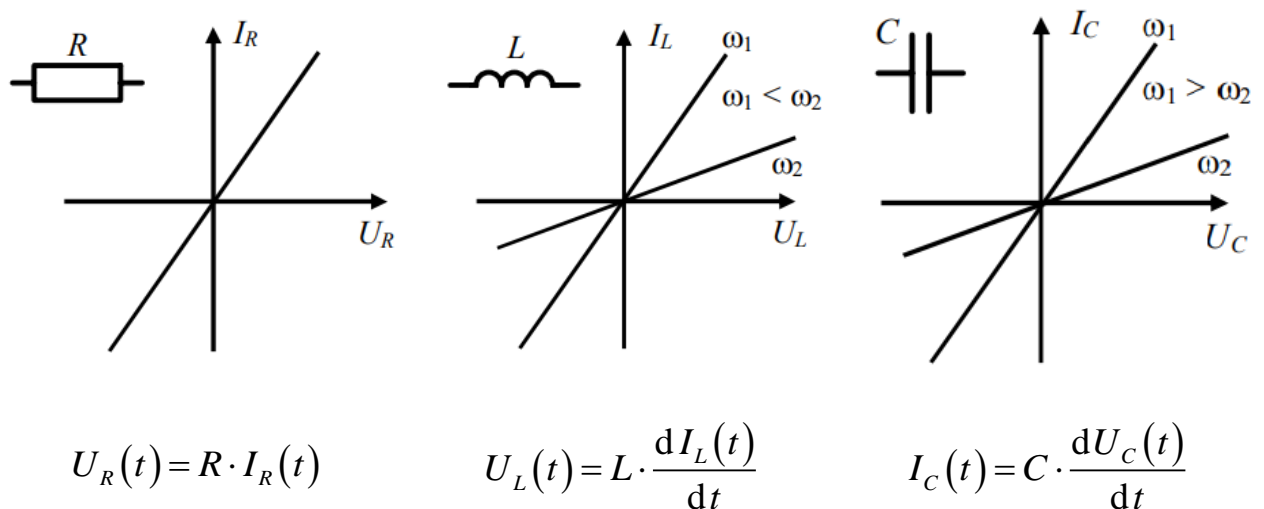


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики линейных двухполюсников

Вольт-амперная характеристика не отражает фазовых соотношений между током и напряжением на двухполюснике. Кроме этого из приведенных зависимостей видно, что индуктивное и емкостное сопротивления зависят от частоты. Зависимость фазы и модуля полного сопротивления электрическому току Z рассматриваемых двухполюсников от угловой частоты ω прикладываемого синусоидального напряжения приведены на рис. 2.

Если собрать делитель напряжения из пары пассивных двухполюсников разного типа, например, из резистора и конденсатора, то возникает цепь, называемая «пассивный четырехполюсник» (рис. 3).

Очевидно, что выходное напряжение $U_2(t)$ на рис. 3 (а и б) должно зависеть от частоты входного напряжения $U_1(t)$ в результате изменения емкостного сопротивления конденсатора. Фаза выходного напряжения при изменении частоты также не останется неизменной, так как вклад в полное сопротивление со стороны компонента (конденсатора), у которого имеется

фазовый сдвиг между током и напряжением, будет разным для разных частот.

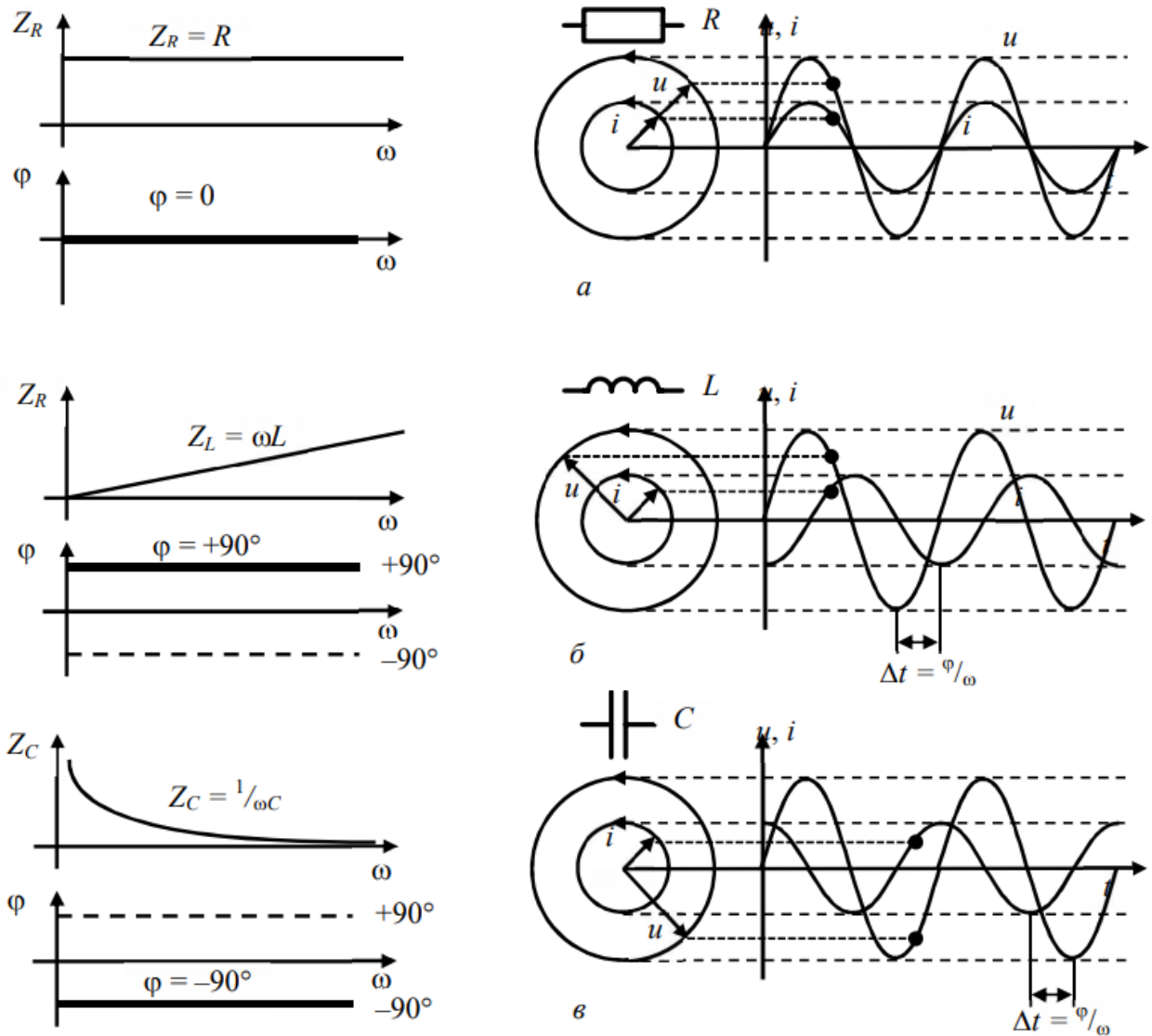


Рис. 2. Частотные зависимости модуля импеданса Z , фазового сдвига φ между током и напряжением, векторная диаграмма Френеля и осциллограммы тока и напряжения: а – на резисторе; б – индуктивности; в – конденсаторе.

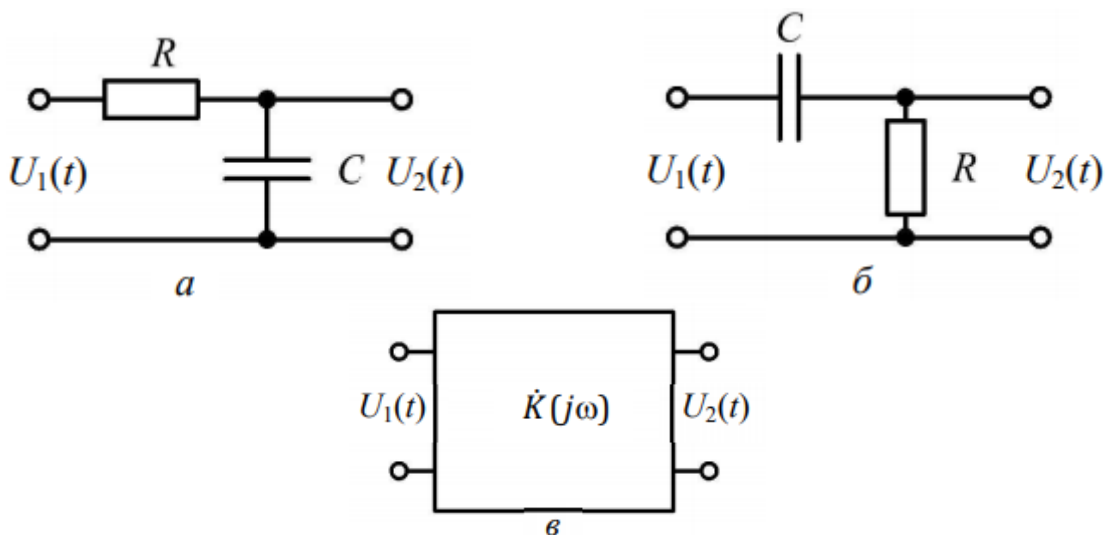


Рис. 3. Четырехполюсник: а – фильтр нижних частот; б – фильтр верхних частот; в – обобщенное изображение

Итак, если на входе условного четырехполюсника действует гармонический сигнал с зависимой от частоты фазой:

$$U_1(t) = U_{m1} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_1(\omega)), \quad (1)$$

то в результате линейности элементов, образующих четырехполюсник, выходной сигнал останется синусоидальным, но будет иметь другую амплитуду и дополнительный, зависящий от частоты, фазовый сдвиг:

$$U_2(t) = U_{m2} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)). \quad (2)$$

Комплексная передаточная функция, учитывающая амплитудные и фазовые соотношения между входными и выходными сигналами, имеет вид

$$\dot{K}(j \cdot \omega) = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 \quad (3)$$

Эта функция всегда может быть сведена к виду

$$\dot{K}(j \cdot \omega) = K(\omega) \cdot \exp(j \cdot \varphi(\omega)), \quad (4)$$

где $K(\omega)$ – модуль комплексного числа.

$K(\omega)$ является коэффициентом передачи четырехполюсника по напряжению и представляет собой частотную зависимость отношения амплитуд U_{m2} к U_{m1} . Эта зависимость называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Зависимость фазового сдвига выходного сигнала от частоты называется фазочастотной характеристикой (ФЧХ) четырехполюсника.

Из правил перемножения экспоненциальных зависимостей вытекают два важных свойства последовательных соединений двух и более четырехполюсников – результирующая АЧХ получается путем

перемножения АЧХ отдельных четырехполюсников, а результирующая ФЧХ образуется сложением ФЧХ последовательных четырехполюсников:

$$K(\omega) = K_1(\omega) \cdot K_1(\omega) \cdot \dots \cdot K_n(\omega), \quad (5)$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \dots + \varphi_n(\omega). \quad (6)$$

Вместо экспоненциальной формы записи выражение (4) может быть представлено в другой форме:

$$K(j \cdot \omega) = A + j \cdot B(\omega), \quad (7)$$

где A и B – вещественная и мнимая части комплексного числа.

Модуль передаточной функции, записанной в форме (7), так же как и для формы записи (4) является коэффициентом передачи по напряжению $K(\omega)$:

$$K(\omega) = \sqrt{A^2 + B^2(\omega)}. \quad (8)$$

Зависимый от частоты фазовый сдвиг $\varphi(\omega)$, или ФЧХ, вычисляется из (7) по формуле:

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{B(\omega)}{A}\right). \quad (9)$$

Для того чтобы далее производить расчеты фильтров, вспомним основные правила действий с комплексными числами:

- если дано $z = a + j \cdot b$, то сопряженное ему комплексное число определяется как $\bar{z} = a - j \cdot b$;
- результат умножения числа на его комплексно сопряженное равен квадрату модуля этого числа, то есть $z \cdot \bar{z} = a^2 + b^2$;
- если $z_1 = a_1 + j \cdot b_1$ и $z_2 = a_2 + j \cdot b_2$, то $z_1 + z_2 = (a_1 + a_2) + j \cdot (b_1 + b_2)$;
 $z_1 \cdot z_2 = (a_1 \cdot a_2 - b_1 \cdot b_2) + j \cdot (a_1 \cdot b_2 + a_2 \cdot b_1)$;
- для получения отношения z_1/z_2 в форме $a + j \cdot b$ достаточно умножить числитель и знаменатель на \bar{z}_2 .

Рассмотрим пример расчета АЧХ и ФЧХ простейшего RC-фильтра нижних частот (рис. 3, а). Данный фильтр является делителем напряжения, к которому не подключена никакая нагрузка. Выходное напряжение U_2 представляет собой в данной схеме падение напряжения на конденсаторе C и поэтому зависит от частоты.

Согласно закону Ома, ток в данной цепи определяется выражением $I = U_1/Z$, где Z – полное сопротивление (импеданс) цепи для входного синусоидального напряжения:

$$\dot{Z} = R + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} = R - j \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (10)$$

Выходное напряжение U_2 равно произведению тока на емкостное сопротивление:

$$U_2 = I \left(-j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C} \right) = \frac{\dot{U}_1}{R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}} \cdot \left(-j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C} \right). \quad (11)$$

С учетом (11) комплексная передаточная функция рассматриваемого фильтра примет вид

$$\dot{K}(j \cdot \omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}}{R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}} = \frac{1}{1 + j \cdot R \cdot \omega \cdot C}. \quad (12)$$

Произведение $R \cdot C$ выражается в секундах, тогда единицей измерения $1/(R \cdot C)$, как и для угловой частоты, будет секунда в минус первой степени. Обозначим $\omega_0 = 1/R \cdot C$ и подставим в формулу (12), умножив числитель и знаменатель на комплексно сопряженное знаменателя:

$$\dot{K}(j \cdot \omega) = \frac{1 - j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (13)$$

Из (13) можно найти АЧХ, как модуль данного выражения по формуле (8), и ФЧХ, как арктангенс отношения аргументов мнимой и вещественной частей по формуле (9):

$$K(\omega) = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_0^2}}{1 + \omega^2 / \omega_0^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_0^2}}, \quad (14)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(-\omega / \omega_0 \right) \quad (15)$$

Графическое представление полученных амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик дано на рис. 4 и рис. 5.

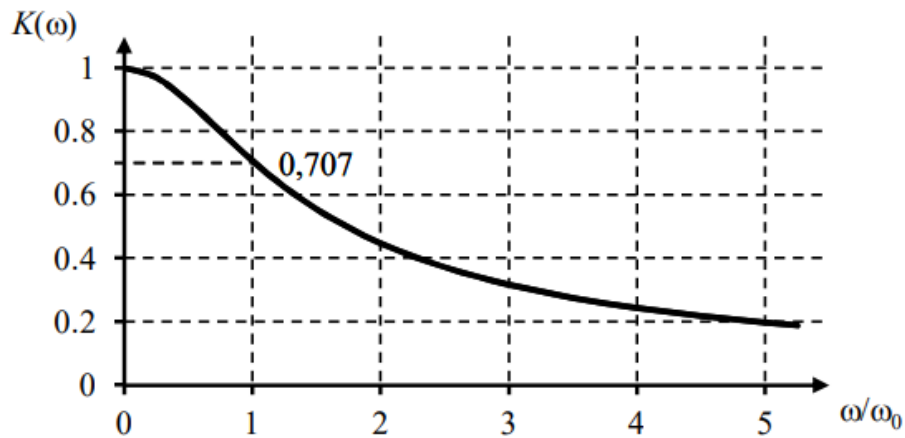


Рис. 4. АЧХ однозвенного RC-фильтра нижних частот

Угловая частота, при которой коэффициент передачи по напряжению уменьшается в $1/\sqrt{2}$ раз (уровень 0,707) по сравнению с максимальным значением коэффициента передачи фильтра, называется граничной частотой или частотой среза $\omega_{гр}$. В данном случае $\omega_{гр} = \omega_0 = 1/R \cdot C$. На этой частоте сдвиг фазы составляет -45° .

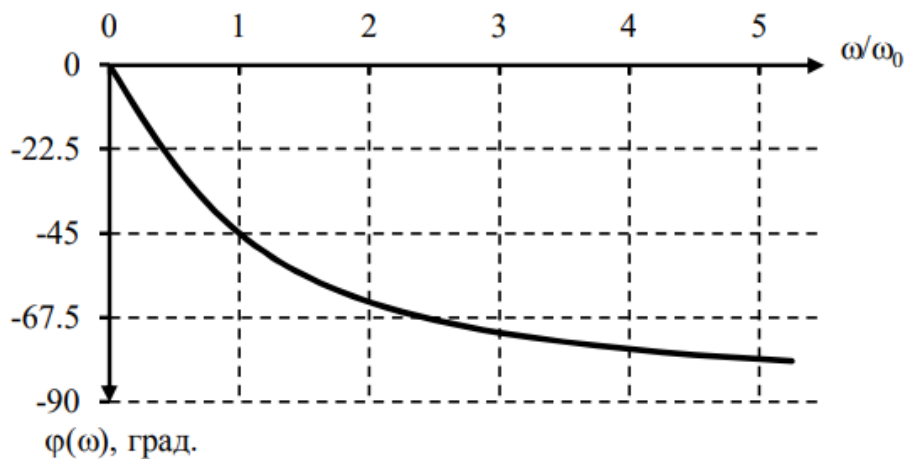


Рис. 5. ФЧХ однозвенного RC-фильтра нижних частот

Итак, фильтр нижних частот (ФНЧ) пропускает только низкочастотные сигналы, обычно от постоянной составляющей до частоты среза. Фильтр верхних частот (ФВЧ), напротив, должен подавлять в спектре сигнала все частоты от нуля до частоты среза, а пропускать частоты выше частоты среза. Аналогично приведенному примеру расчета однозвенного фильтра нижних частот могут быть рассчитаны АЧХ и ФЧХ фильтра верхних частот (рис. 3, б). Комплексное сопротивление ФВЧ, на которое нагружен источник U_1 , по-прежнему определяется через (10). Ток, протекающий через это сопротивление, вызывает падение напряжения на резисторе R , которое совпадает с выходным комплексным напряжением ФВЧ – U_2 . Тогда:

$$\dot{U}_2 = \dot{I} \cdot R = \frac{\dot{U}_1}{R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}} \cdot R. \quad (16)$$

Подставим в выражение $\dot{K}(j \cdot \omega) = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$ частоту $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$, разделим числитель и знаменатель выражения на R , умножим на комплексно-сопряженное знаменателя, и получим:

$$\dot{K}(j \cdot \omega) = \frac{R}{R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}} = \frac{1}{1 - j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (17)$$

Согласно формулам (8) и (9) составим выражения для АЧХ и ФЧХ ФВЧ:

$$K(\omega) = \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}}{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}}, \quad (18)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right). \quad (19)$$

Графики АЧХ и ФЧХ для ФВЧ показаны на рис. 6 и рис. 7.

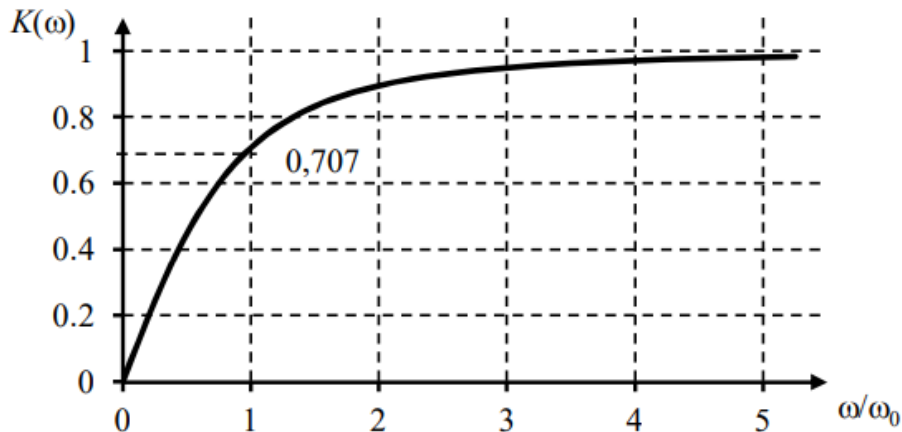


Рис. 6. АЧХ однозвенного RC-фильтра верхних частот

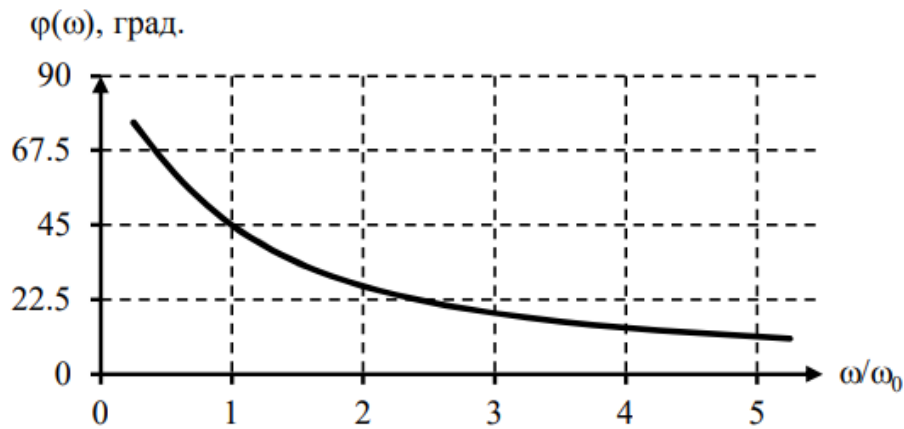


Рис. 7. ФЧХ однозвенного RC-фильтра верхних частот

В отличие от теоретической электротехники и математики, в практической схемотехнике угловую частоту ω_0 обозначающую угловую скорость вращения вектора [рад/с], заменяют на частоту вращения вектора f_0 , выраженную в Герцах ($1\text{Гц} = 1\text{об/с}$). Связь между ω , f и периодом вращения вектора (T) устанавливается следующими выражениями: $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$; $T = 1/f$.

Шкала частот ω или f в графическом изображении АЧХ и ФЧХ фильтров практически всегда приводится в логарифмическом масштабе, т.е. через равные интервалы откладываются частоты ... 0,01; 0,1; 1; 10; 100 Гц ... и т.д., либо ... $0,01 f_0$, $0,1 f_0$, $1 f_0$, $10 f_0$, $100 f_0$, ..., где f_0 – частота среза для ФНЧ и ФВЧ. Для полосового фильтра – более сложной схемы, ослабляющей напряжение в определенном диапазоне частот (полосно-запирающий фильтр) или наоборот, за его пределами (полосно-пропускающий) – ключевую величину f_0 называют центральной частотой.

Масштаб шкалы коэффициента передачи фильтра $K(\omega)$ или $K(f)$ может быть установлен в децибелах [дБ]:

$$K(\omega)_{\text{дБ}} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_2}{U_1} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_2}{U_1} \right), \quad (20)$$

где U_2 и U_1 – соответственно, выходное и входное напряжения четырехполюсника для выбранной частоты ω или f .

Результирующий коэффициент передачи $K(\omega)_{\text{дБ}}$ для каскадного включения четырехполюсников, с учетом правил работы с логарифмами, в отличие от выражения (5), представляется суммой $K_i(\omega)_{\text{дБ}}$ отдельных четырехполюсников. Уровень 0,707, для которого устанавливаются граничные частоты фильтров (частота среза), соответствует в этом случае

величине $-20 \cdot \lg(1/\sqrt{2}) \approx -3 \text{ дБ}$. Форма представления АЧХ с логарифмическим масштабом по шкале частот и с коэффициентом передачи, выраженным в децибелах, называется диаграммой Боде (см. рис. 8). Как видно из рис. 8, а, логарифмический масштаб дает линейный спад (*затухание*) коэффициента передачи ФНЧ на частотах, больших f_0 (и наоборот для ФВЧ, см. рис. 8, б). Крутизна этого затухания для однозвенного фильтра составляет 20 дБ на *декаду*. Изменение частоты на одну декаду соответствует ее изменению в 10 раз.

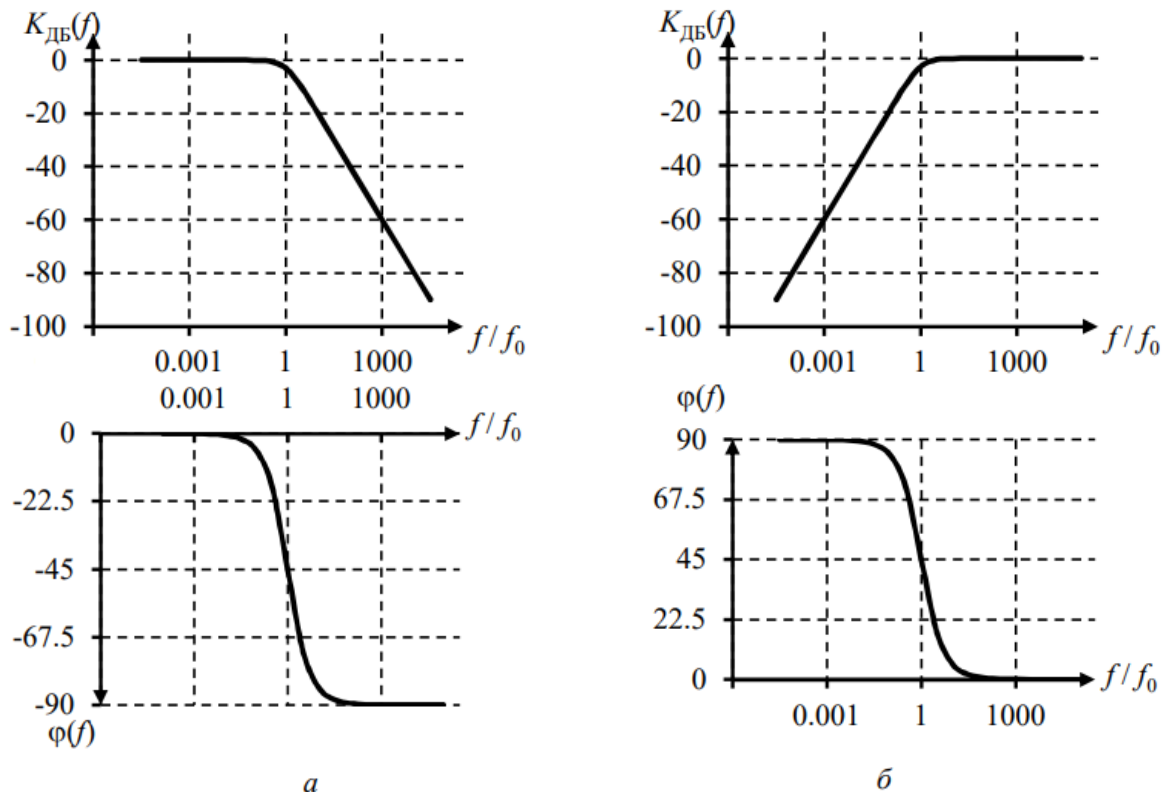


Рис. 8. АЧХ и ФЧХ в представлении Боде для ФНЧ (а) и ФВЧ (б)

Комбинации фильтров верхних и нижних частот позволяют создавать полосовые фильтры, с помощью которых из всего спектра частот пропускается только определенная область частот (полоса). Схемы простейших полосовых фильтров приведены на рис. 9.

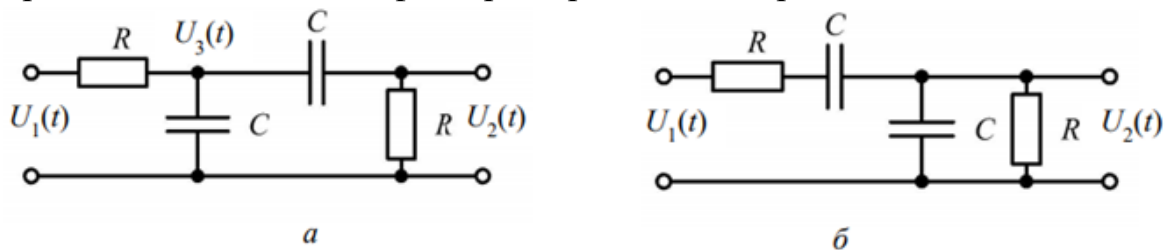


Рис. 9. Простейшие полосовые фильтры: а – двухзвенный RC; б – фильтр Вина

Рассчитаем передаточную функцию обоих полосовых фильтров и затем – их АЧХ и ФЧХ.

Двухзвенный RC-фильтр фактически представляет собой ФНЧ и ФВЧ, для которых передаточные функции известны, включенные последовательно. Однако использовать уже полученные соотношения для $\dot{K}(j \cdot \omega)$ и просто перемножить их нельзя, т.к. это не учтет того, что первый фильтр, обладая ненулевым выходным сопротивлением, нагружен на конечное входное сопротивление второго фильтра.

Для поиска формулы передаточной функции двухзвенного RC-фильтра его удобно преобразовать, как показано на рис. 10, заменив цепь из двух конденсаторов и одного резистора на полное сопротивление этой цепи, обозначенное как X .

Источник напряжения U_1 оказывается нагруженным на последовательно включенные сопротивления R и X . Они формируют делитель с выходным напряжением U_3 .

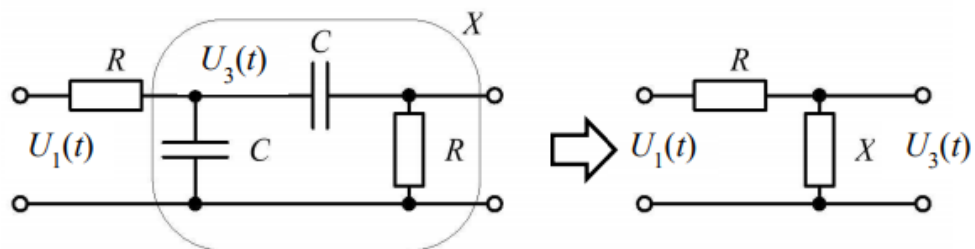


Рис. 10. К анализу двухзвенного RC-фильтра.

Рассматривая для краткости записи полученную цепь R-X как простейшую цепь постоянного тока, можно применить формулу делителя напряжения. Как известно, для делителя напряжения $U_{ВЫХ} = U_{ВХ} \cdot R_H / (R_B + R_H)$, где R_B и R_H – верхние и нижние плечи делителя, соответственно. Тогда:

$$U_3 = U_1 \cdot X / (R + X). \quad (21)$$

В то же время, выходное напряжение фильтра U_2 равно падению напряжения на правом резисторе R (см. на рис. 9, а). Напряжение U_2 формируется делителем, состоящим из конденсатора и резистора, которые входят в состав цепи X . Если обозначить импеданс конденсатора C как $Z = -j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}$, для этого делителя справедливо следующее соотношение:

$$U_2 = U_3 \cdot R / (R + Z). \quad (22)$$

Если подставить в выражение для $K = \frac{U_2}{U_1}$ соотношение (22) и затем (21), то:

$$K = \frac{U_3 \cdot \frac{R}{R+Z}}{U_1} = \frac{U_1 \cdot R \cdot X}{U_1 \cdot (R+Z) \cdot (R+X)} = \frac{R \cdot X}{(R+Z) \cdot (R+X)}. \quad (23)$$

Выведем формулу для сопротивления X , состоящего из трех компонентов. Параллельно конденсатору C с импедансом Z включается последовательная цепь из такого же конденсатора и резистора R , импеданс которой равен $(R+Z)$. Согласно соотношению для параллельного включения сопротивлений, $R_{сумм} = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, то есть

$$X = \frac{Z \cdot (R+Z)}{Z + (R+Z)} = \frac{Z \cdot (R+Z)}{R+2 \cdot Z}. \quad (24)$$

Вернемся к соотношению (23), подставив в него выражение для сопротивления X :

$$\begin{aligned} K &= \frac{R \cdot \frac{Z \cdot (R+Z)}{R+2 \cdot Z}}{(R+Z) \cdot \left(R + \frac{Z \cdot (R+Z)}{R+2 \cdot Z} \right)} = \frac{R \cdot Z}{\left(R + \frac{Z \cdot (R+Z)}{R+2 \cdot Z} \right) \cdot (R+2 \cdot Z)} = \\ &= \frac{R \cdot Z}{(R^2 + 2 \cdot Z \cdot R + Z \cdot R + Z^2)} = \frac{R \cdot Z}{R^2 + Z^2 + 3 \cdot Z \cdot R} \end{aligned} \quad (25)$$

Запомним это соотношение и выполним похожие действия для анализа передаточной функции фильтра Вина (рис. 9, б).

По аналогии представим полное сопротивление конденсаторов C как $Z = -j \frac{1}{\omega \cdot C}$ и запишем выражение для передаточной функции фильтра Вина

как формулу делителя напряжения. Входным напряжением для делителя является напряжение U_1 , выходным – U_2 . Верхнее плечо делителя формируется последовательно включенным резистором и конденсатором $(R+Z)$, а нижнее – параллельным включением таких же элементов $\left(\frac{R \cdot Z}{R+Z} \right)$.

Тогда из формулы делителя напряжения получим:

$$\begin{aligned}
K = \frac{U_2}{U_1} &= \frac{\left(\frac{R \cdot Z}{R + Z} \right)}{(R + Z) + \left(\frac{R \cdot Z}{R + Z} \right)} = \frac{R \cdot Z}{\left(R + Z + \frac{R \cdot Z}{R + Z} \right) \cdot (R + Z)} = \\
&= \frac{R \cdot Z}{\left(\frac{R^2 + Z^2 + 2RZ + RZ}{R + Z} \right) \cdot (R + Z)} = \frac{R \cdot Z}{R^2 + Z^2 + 3RZ}
\end{aligned} \quad (26)$$

Как видно, выражение для передаточной функции фильтра Вина (26) и ранее полученное выражение для передаточной функции двухзвенного RC-фильтра (25) в точности совпадают. Это значит, что АЧХ и ФЧХ этих фильтров тождественны и осталось лишь получить для них формулы согласно соотношениям (8) и (9). Перед этим, однако, следует поставить вместо величины Z формулу для полного сопротивления конденсатора и сделать ряд преобразований. Не стоит забывать, что передаточная функция обоих фильтров – комплексная, и полная ее запись выглядит как $\dot{K}(\omega)$.

Поскольку $Z = -j \frac{1}{\omega \cdot C}$, то $Z^2 = -\frac{1}{\omega^2 C^2}$ и

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{R}{\omega \cdot C}}{R^2 - \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2} - 3j \frac{R}{\omega \cdot C}} \quad (27)$$

Разделим полученное выражение на величину R^2 :

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C}}{1 - \frac{1}{\omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2} - 3j \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C}} \quad (28)$$

Обозначим $1/(R \cdot C) = \omega_0$ и подставим ω_0 в (28), после чего умножим числитель и знаменатель дроби на комплексно сопряженное знаменателя:

$$\begin{aligned}
\dot{K}(j\omega) &= \frac{-j \frac{\omega_0}{\omega}}{1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 3j \frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{j \frac{\omega_0}{\omega}}{-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + 3j \frac{\omega_0}{\omega}} = \\
&= \frac{j \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \left(-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 3j \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{\left(-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + 3j \frac{\omega_0}{\omega} \right) \cdot \left(-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 3j \frac{\omega_0}{\omega} \right)}
\end{aligned} \quad (29)$$

С учетом алгебраической формулы для квадрата разности и правил перемножения сопряженных комплексных чисел, получим:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{-j\frac{\omega_0}{\omega} + j\frac{\omega_0^3}{\omega^3} + 3\frac{\omega_0^2}{\omega^2}}{\left(\frac{\omega_0^4}{\omega^4} + 1 - 2\frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + 9\frac{\omega_0^2}{\omega^2}} = \frac{-j\frac{\omega_0}{\omega} + j\frac{\omega_0^3}{\omega^3} + 3\frac{\omega_0^2}{\omega^2}}{\frac{\omega_0^4}{\omega^4} + 1 + 7\frac{\omega_0^2}{\omega^2}}. \quad (30)$$

Для более краткой записи умножим числитель и знаменатель полученной дроби на $\frac{\omega^2}{\omega_0^2}$ и сделаем еще одно элементарное преобразование формулы:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{3 + j\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}{\frac{\omega_0^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 7}. \quad (31)$$

Полученное выражение для передаточной функции обоих полосовых фильтров является достаточно кратким и позволяет записать формулы для АЧХ и ФЧХ фильтров с учетом (8) и (9):

$$\varphi(\omega) = \arctg \left(\frac{\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}}{3} \right), \quad (32)$$

$$K(\omega) = \frac{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}{\frac{\omega_0^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 7}. \quad (33)$$

Построив обе полученных зависимости в логарифмических осях, можно получить графики, показанные на рис. 11.

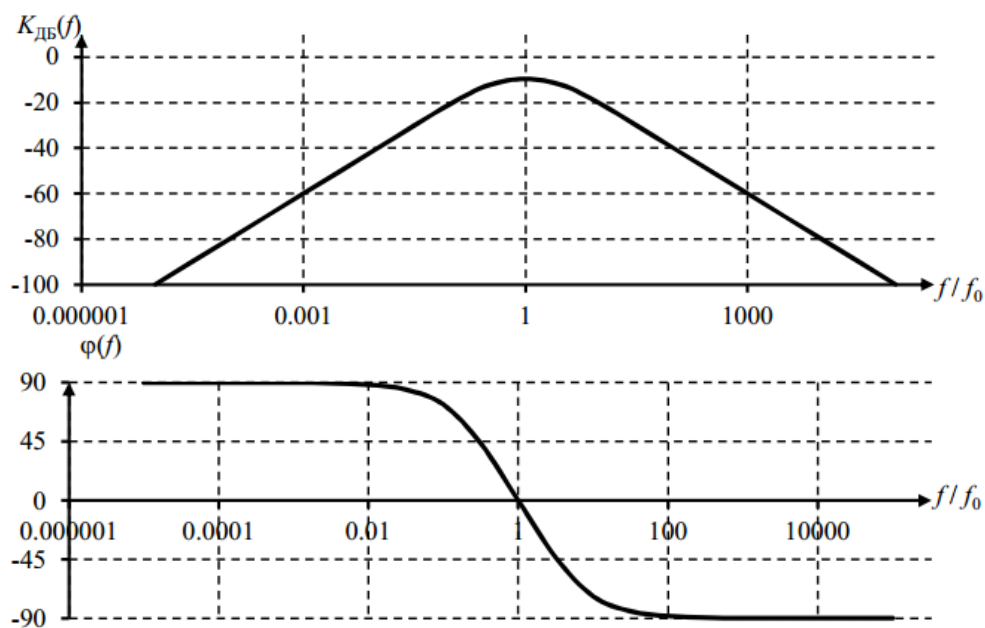


Рис. 11. АЧХ и ФЧХ фильтра Вина и двухзвенного полосового RC-фильтра в представлении Бode

АЧХ полосового фильтра характеризуется центральной полосой пропускания f_0 , верхней и нижней граничными частотами пропускания f_B и f_H (см. рис. 12). $K(f_{MAX})$ для обоих рассмотренных полосовых фильтров составляет $1/3$.

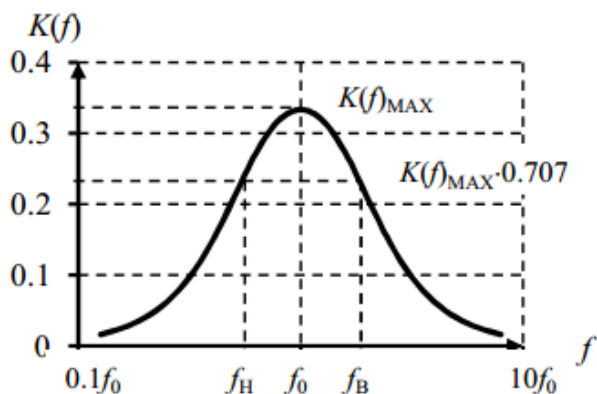


Рис. 12. К определению центральной, нижней и верхней частот полосового фильтра

Обратите внимание на особенности осей координат, в которых принято изображать АЧХ и ФЧХ. Так, ось Y на АЧХ может быть как линейной («разы»), так и логарифмической (дБ). Линейный масштаб удобнее для небольшого диапазона значений АЧХ, логарифмический – для значительного. Ось частоты обычно логарифмическая. Значения ФЧХ откладываются либо в градусах, либо в радианах.

Задание на лабораторную работу

1. В программе Mathcad рассчитайте значения сопротивлений и емкостей, так чтобы граничная и центральная частоты фильтра удовлетворяли исходным данным, заданным в таблице 1.
Постройте графики АЧХ и ФЧХ указанных фильтров. Обозначьте на графиках значения граничной и центральной частот, а также значения амплитуды и фазы на граничной и центральной частоте.
2. В программе Microcap 12 соберите схемы однозвенного фильтра (ВЧ или НЧ) и полосового фильтра. Проведите АС-анализ построенных схем фильтров и сохраните графики АЧХ и ФЧХ каждого из фильтров. Обозначьте на графиках значения граничной и центральной частот, а также значения амплитуды и фазы на граничной и центральной частоте.
3. Отчет по лабораторной работе должен содержать подробный расчет указанных фильтров. Построенную схему в программе Microcap 12. Графики АЧХ и ФЧХ указанных фильтров, полученные в результате расчетов в Mathcad и при моделировании в Microcap 12.

Таблица 1.

№ бригады	Однозвенный фильтр	Полосовой фильтр
1	ФВЧ: $f_{ГР} = 100 \text{ МГц}$	РС: $f_0 = 1 \text{ МГц}$
2	ФВЧ: $f_{ГР} = 90 \text{ МГц}$	Фильтр Вина: $f_0 = 5 \text{ МГц}$
3	ФНЧ: $f_{ГР} = 80 \text{ МГц}$	РС: $f_0 = 10 \text{ МГц}$
4	ФНЧ: $f_{ГР} = 70 \text{ МГц}$	Фильтр Вина: $f_0 = 20 \text{ МГц}$
5	ФВЧ: $f_{ГР} = 60 \text{ МГц}$	РС: $f_0 = 30 \text{ МГц}$
6	ФНЧ: $f_{ГР} = 50 \text{ МГц}$	Фильтр Вина: $f_0 = 40 \text{ МГц}$
7	ФВЧ: $f_{ГР} = 40 \text{ МГц}$	РС: $f_0 = 50 \text{ МГц}$
8	ФНЧ: $f_{ГР} = 30 \text{ МГц}$	Фильтр Вина: $f_0 = 60 \text{ МГц}$
9	ФВЧ: $f_{ГР} = 20 \text{ МГц}$	РС: $f_0 = 70 \text{ МГц}$
10	ФНЧ: $f_{ГР} = 10 \text{ МГц}$	Фильтр Вина: $f_0 = 80 \text{ МГц}$
11	ФВЧ: $f_{ГР} = 5 \text{ МГц}$	РС: $f_0 = 90 \text{ МГц}$
12	ФНЧ: $f_{ГР} = 1 \text{ МГц}$	Фильтр Вина: $f_0 = 100 \text{ МГц}$