

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ

Цель работы: Ознакомление с теорией работы электрических фильтров на основе теории четырехполюсников.

Исследование частотных характеристик пропускания электрических и пьезоэлектрических фильтров.

В радиотехнике широкое применение находят схемы фильтрующих цепей. Фильтрующие цепи используются в приемниках, передатчиках и других радиотехнических устройствах и называются электрическими фильтрами.

Электрический фильтр в большинстве случаев является пассивным четырехполюсником, позволяющим пропустить определенную полосу частот с небольшим затуханием и задержать (точнее - пропустить с большим затуханием) токи с частотами, лежащими вне этой полосы.

Фильтры применяются всегда, когда появляется необходимость разделения токов различных частот, защиты контура, выделения или уничтожения гармоник и т.д.

В зависимости от пропускаемого спектра частот фильтры делятся на фильтры нижних, верхних частот и полосовые.

Фильтр нижних частот пропускает полосу частот от 0 до f_0 . Частота f_0 носит название частоты среза.

Фильтр верхних частот пропускает полосу частот от f_0 до бесконечности.

Полосовые фильтры делятся на пропускающие, с полосой пропускания от f_1 до f_2 , и задерживающие (режекторные), с полосой задерживания от f_1 до f_2 .

Рассмотрим теорию работы фильтров на базе теории пассивных четырехполюсников, т.е. четырехполюсников, не содержащих внутри себя источников ЭДС.

Четырехполюсником называется система имеющая два выходных и две входных зажима (рис. I), где

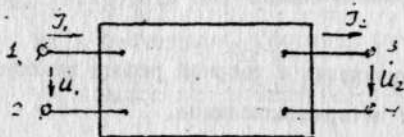


Рис. I

$\dot{U}_1, \dot{I}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_2$ - входные и выходные напряжения, и точки над величинами указывают на их комплексный характер.

Соотношения между напряжениями и токами на входе и выходе четырехполюсника можно записать, например, в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= A_{11} \dot{U}_2 - A_{12} \dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= A_{21} \dot{U}_2 + A_{22} \dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (I)$$

Комплексные коэффициенты A_{mn} называются параметрами четырехполюсника, т.к. они определяются лишь его свойствами.

Коэффициенты A можно определять для каждой конкретной схемы при помощи методов холостого хода и короткого замыкания.

При холостом ходе $\dot{I}_2 = 0$, и уравнения (I) упрощаются:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= A_{11} \dot{U}_2, \\ \dot{I}_1 &= A_{21} \dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

При коротком замыкании $U_2 = 0$, и уравнения (I) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= A_{11} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 &= A_{22} \dot{I}_1 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Выражая напряжения и токи через параметры схемы и решая системы (2) и (3), можно получить значения коэффициентов A . Между коэффициентами A существует зависимость

$$A_{11} A_{22} - A_{12} A_{21} = 1. \quad (4)$$

Выходное сопротивление четырехполюсника находится из уравнений (I):

$$Z_{\text{ex}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{A_{11} Z_2 + A_{12}}{A_{21} Z_2 + A_{22}}, \quad (5)$$

где $Z_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}$ - сопротивление нагрузки.

Выходное сопротивление рассчитывается по формуле:

$$Z_{\text{ex}} = \frac{A_{11} Z_{\text{вн}} + A_{12}}{A_{21} Z_{\text{вн}} + A_{22}}, \quad (6)$$

где $Z_{\text{вн}}$ - внутреннее сопротивление генератора. Входные сопротивления четырехполюсника для режимов XX и KЗ определяются выражениями:

$$Z_{\text{XX}} = \frac{A_{11}}{A_{21}}, \quad Z_{\text{KЗ}} = \frac{A_{12}}{A_{22}}. \quad (7)$$

Назовем характеристическим сопротивлением Z_c четырехполюсника среднее геометрическое из входных сопротивлений Z_{XX} и $Z_{\text{KЗ}}$.

Тогда, при передаче слева направо, получим:

$$Z_{c1} = \sqrt{\frac{A_{11} A_{12}}{A_{21} A_{22}}} \quad (8)$$

При передаче в обратном направлении

$$Z_{c2} = \sqrt{\frac{A_{22} A_{12}}{A_{21} A_{11}}} \quad (9)$$

Когда четырехполюсник симметричен, то $A_{11} = A_{22}$ и $Z_{c1} = Z_{c2}$, т.е. характеристическое сопротивление такого четырехполюсника не зависит от направления передачи.

Если подключить к зажимам 3-4 четырехполюсника сопротивление нагрузки, равное Z_{c2} и найти входное сопротивление по формуле (5), то получим:

$$Z_{вх} = Z_{c1}.$$

Полный же результат можно получить, если нагрузить зажимы 1-2 на сопротивление Z_{c1} . В этом случае

$$Z_{вх} = Z_{c1}.$$

Таким образом, характеристическим сопротивлением четырехполюсника называется такое сопротивление, которое, являясь нагрузкой одной из сторон, делает входное сопротивление с другой стороны равным характеристическому.

Для характеристики четырехполюсника с точки зрения потерь мощности в нем вводится параметр ρ , называемый постоянной передачи, определяемый как половина натурального логарифма отношения

кажущихся мощностей на входе и выходе четырехполюсника при нагрузке его на сопротивления, равные характеристическим.

Таким образом,

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2}. \quad (10)$$

Но $U_1 = \dot{I}_1 Z_{c1}$, $U_2 = \dot{I}_2 Z_{c2}$.

Следовательно,

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{\dot{I}_1^2 Z_{c1}}{\dot{I}_2^2 Z_{c2}} = \ln \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}}.$$

Пользуясь уравнениями (I) и подставляя значения Z_{c1} и Z_{c2} , найдем:

$$g = \ln(\sqrt{A_{11} A_{22}} + \sqrt{A_{12} A_{21}}). \quad (11)$$

Т.к. в общем случае $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$ комплексны, то постоянная передачи g также комплексна, т.е.

$$g = \sigma + ja,$$

где σ - постоянная затухания или собственная затухания,

a - фазовая постоянная.

Постоянная затухания характеризует потери мощности в четырехполюснике при нагрузке его на сопротивления, равные характеристическим.

Фазовая постоянная показывает сдвиг фаз между токами или напряжениями на входе и выходе четырехполюсника при тех же сопротивлениях нагрузки.

Из (II) имеем

$$e^{\vartheta} = \sqrt{A_{11} A_{22}} + \sqrt{A_{12} A_{21}} \quad (I2)$$

или

$$e^{\vartheta} = \frac{1}{\sqrt{A_{11} A_{22}} + \sqrt{A_{12} A_{21}}}$$

Освобождаясь от иррациональности в знаменателе и учитывая (4), получим:

$$e^{\vartheta} = \sqrt{A_{11} A_{22}} - \sqrt{A_{12} A_{21}} \quad (I3)$$

Из (I2) и (I3) находим, что

$$\frac{e^{\vartheta} + e^{-\vartheta}}{2} = \operatorname{ch} \vartheta = \sqrt{A_{11} A_{22}} \quad (I4)$$

Пользуясь далее формулами (8) и (9) получим:

$$\begin{aligned} A_{11} &= \sqrt{\frac{Z_{c1}}{Z_{c2}}} \operatorname{ch} \vartheta, \\ A_{22} &= \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} \operatorname{ch} \vartheta, \\ A_{11} &= \frac{1}{\sqrt{Z_{c1} Z_{c2}}} \operatorname{sh} \vartheta, \\ A_{21} &= \sqrt{Z_{c1} Z_{c2}} \operatorname{sh} \vartheta. \end{aligned} \quad (I5)$$

Т.к. фильтры (рис. 2) являются симметричными четырехполюсниками, учитывая, что $Z_{c1} = Z_{c2}$, получим:

$$A_{11} = A_{22} = \text{ch } g. \quad (16)$$

Легко показать, что $A_{11} = A_{22} = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}$.

Далее

$$\text{sh } \frac{g}{2} = \sqrt{\frac{\text{ch } g - 1}{2}} = \pm \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}. \quad (17)$$

Характеристические сопротивления можно определить по формуле (8):

$$Z_{C1} = \sqrt{\frac{A_{11} A_{12}}{A_{21} A_{22}}} = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}}.$$

Таким образом, для T -образной схемы характеристическое сопротивление

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}, \quad (18)$$

а для Π -образной схемы -

$$Z_{\Pi} = \sqrt{Z_1 Z_2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}. \quad (19)$$

Сопротивления плеч могут быть: $Z_1 = \pm jX_1$ и $Z_2 = \pm jX_2$.

Здесь X_1 и X_2 - реактивные сопротивления плеч четырехполюсника, причем знак указывает на характер реактивности.

Определим основное условие, необходимое для осуществления фильтрующей схемы.

Допустим, что сопротивления X_1 и X_2 имеют одинаковые знаки. Пусть, например, плечи четырехполюсника являются индук-

тивными, тогда $Z_1 = jX_1$ и $Z_2 = jX_2$.

При этом из (17) находим:

$$\operatorname{sh} \frac{g}{2} = \operatorname{sh} \left(\frac{l}{2} + j \frac{a}{2} \right) = \operatorname{sh} \frac{l}{2} \cos \frac{a}{2} + j \operatorname{ch} \frac{l}{2} \sin \frac{a}{2} = \pm \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}} \quad (20)$$

Это значит, что $\operatorname{ch} \frac{l}{2} \sin \frac{a}{2} = 0$.

Но так как $\operatorname{ch} \frac{l}{2} \neq 0$, то, следовательно,

$$\sin \frac{a}{2} = 0, \text{ т.е. } a = 2k\pi \quad (21)$$

При этом $\cos \frac{a}{2} = 1$.

Возвращаясь к выражению (20), находим, что

$$\operatorname{sh} \frac{g}{2} = \pm \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}} \quad (22)$$

Как показывает выражение (22), в том случае, когда знаки у реактивностей плеч одинаковы (ибо тот же результат получается, если вместо индуктивностей будут емкости), схема имеет затухание на всех частотах, т.е. она не является фильтром. Закон изменения затухания определяется формулой (22).

Выражения для характеристических сопротивлений определяются следующим образом.

Так как $\operatorname{sh} \frac{g}{2} = \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}$,

то $\operatorname{ch} \frac{g}{2} = \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}$.

Следовательно,

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2} \operatorname{ch} \frac{\theta}{2}, \quad (23)$$

$$Z_n = \sqrt{Z_1 Z_2} \frac{1}{\operatorname{ch} \frac{\theta}{2}}.$$

и

Но так как в рассматриваемом случае $\alpha = 0$, то $\operatorname{ch} \frac{\theta}{2} = \operatorname{ch} \frac{\theta}{2}$.

Таким образом:

$$Z_T = \pm j \sqrt{|Z_1 Z_2|} \operatorname{ch} \frac{\theta}{2}, \quad (24)$$

$$Z_n = \pm j \sqrt{|Z_1 Z_2|} \frac{1}{\operatorname{ch} \frac{\theta}{2}}.$$

и

Значит, при равенстве знаков у реактивностей плеч характеристическое сопротивление на всех частотах является величиной мнимой.

Пусть теперь сопротивления плеч имеют разные знаки. В этом случае

$$Z_1 = \pm jx_1, \quad Z_2 = \mp jx_2.$$

Следовательно,

$$\operatorname{sh} \frac{\theta}{2} = \pm j \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|}. \quad (25)$$

Для выполнения равенства (25) необходимо, чтобы действительная часть комплексной величины

$$\operatorname{sh} \frac{\theta}{2} = \operatorname{sh} \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} + j \operatorname{ch} \frac{\theta}{2} \sin \frac{\theta}{2}$$

равнялась нулю, т.е. $\operatorname{sh} \frac{\theta}{2} \cos \frac{\theta}{2} = 0$.

(26)

$$\operatorname{ch} \frac{\beta}{2} \sin \frac{\alpha}{2} = \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|}. \quad (27)$$

Уравнение (26) имеет два решения: а) $\cos \frac{\alpha}{2} = 0$ и $\operatorname{sh} \frac{\beta}{2} = 0$.

В первом случае

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \pm 1, \quad \text{и} \quad \alpha = \pm (2k+1)\pi. \quad (28)$$

Следовательно, из (27)

$$\operatorname{ch} \frac{\beta}{2} = \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|}. \quad (29)$$

В рассмотренном случае существует полоса задержания или непрозрачности.

При $\operatorname{sh} \frac{\beta}{2} = 0$ имеем затухание $\beta = 0$. Следовательно, $\operatorname{ch} \frac{\beta}{2} = 1$

и

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \pm \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|}. \quad (30)$$

Так как здесь затухание равно нулю, то мы имеем полосу пропускания или прозрачности.

Итак, если X_1 и X_2 имеют разные знаки, система может иметь полосу пропускания и полосу задерживания, причем фазовая постоянная в полосе пропускания определяется формулой (30).

Ширину полосы пропускания можно определить следующим образом. В полосе пропускания $\beta = 0$. Значит

$$\operatorname{ch} g = \cos \alpha = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}.$$

Но $\cos \alpha$ изменяется в пределах ± 1 . Следовательно, границами полосы пропускания будет неравенство

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0. \quad (31)$$

Таким образом, четырехполюсник, для которого неравенство (31) на одних частотах выполняется, а на других не выполняется, является фильтром.

Для определения характеристического сопротивления в полосе пропускания вернемся к формулам (23), из которых найдем, что

$$Z_T = \sqrt{|Z_1 Z_2|} \cos \frac{\alpha}{2}, \quad (32)$$

и

$$Z_n = \sqrt{|Z_1 Z_2|} \frac{1}{\cos \frac{\alpha}{2}}. \quad (33)$$

Из выражений (32) и (33) видно, что характеристическое сопротивление в полосе пропускания является вещественной величиной, причем в пределе (когда $\frac{Z_1}{4Z_2} = -1$) для Т-образной схемы оно становится равным нулю, а для П-образной — бесконечно большим.

Рассмотрим фильтры, у которых последовательные и параллельные плечи взаимно-обратны, т.е. $Z_1 Z_2 = R_2 = \frac{L}{C}$.

Такие фильтры носят название фильтров типа К.

Фильтр нижних частот. Звенья фильтра нижних частот показаны на рис.3.

Здесь имеем: $Z_1 = j\omega L$ и $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$.

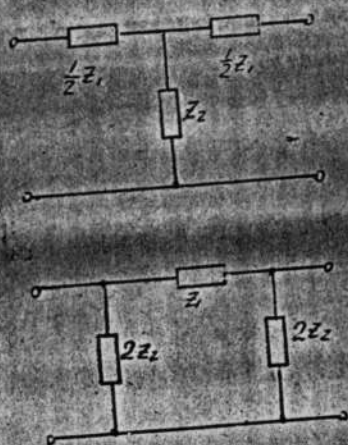


Рис. 2

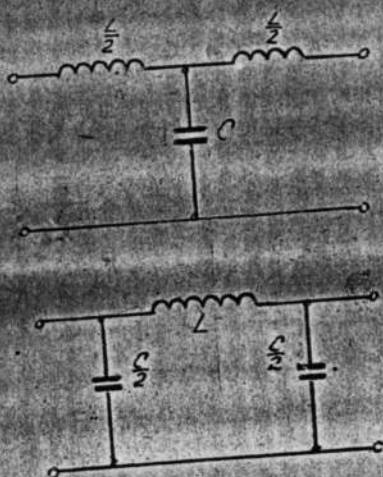


Рис. 3.

Обозначим $\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}}$

(34)

(35)

и

$$\rho = \frac{\omega}{\omega_0}$$

тогда $\frac{Z_1}{4Z_2} = -\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = -\rho^2$.

Неравенство (31) для этого фильтра примет следующий вид:

$$0 \geq -\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \geq -1 \quad (36)$$

или

$$0 \geq -\rho^2 \geq -1$$

из (36) легко определить частоты, пропускаемые фильтром:

$$0 \leq \omega \leq \omega_0 \quad (37)$$

Таким образом, как говорилось выше, фильтр нижних частот пропускает все частоты от 0 до частоты среза ω_0 .

В полосе пропускания $\beta=0$, а фазовый угол определяется из формулы (30):

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \pm \sqrt{1 - \frac{Z_1}{4Z_2}} = \varrho, \quad (38)$$

Затухание в полосе задержания определяется из выражения (29):

$$\operatorname{ch} \frac{\alpha}{2} = \varrho, \quad (39)$$

а фазовый угол $\alpha = \pi$.

Характеристические сопротивления, определяемые выражениями (18) и (19), для полосы пропускания будут:

$$Z_T = R \sqrt{1 - \varrho^2}, \quad Z_n = R \frac{1}{\sqrt{1 - \varrho^2}}, \quad (40)$$

а для полосы задерживания -

$$Z_T = jR \sqrt{\varrho^2 - 1}, \quad Z_n = -jR \frac{1}{\sqrt{\varrho^2 - 1}}, \quad (41)$$

где $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

(42)

Частотные характеристики рассматриваемых звеньев приведены на рис. 4.

Расчет фильтра производится при заданных ω_0 и R . Из (34) и (42) имеем:

$$L = \frac{2R}{\omega_0} \quad \text{и} \quad C = \frac{2}{\omega_0 R} \quad (43)$$

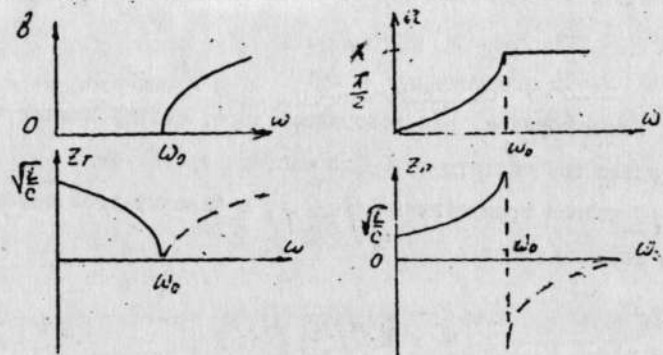
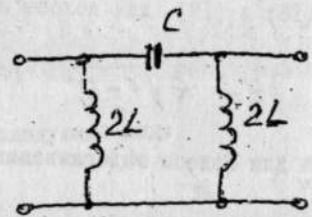
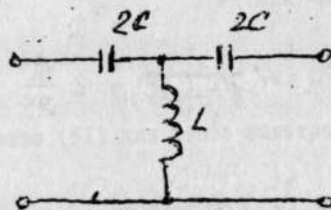


Рис. 4

Анализ работы фильтров производится аналогично. Схемы и частотные характеристики звеньев фильтров 04 приведены на рис. 5, 6.



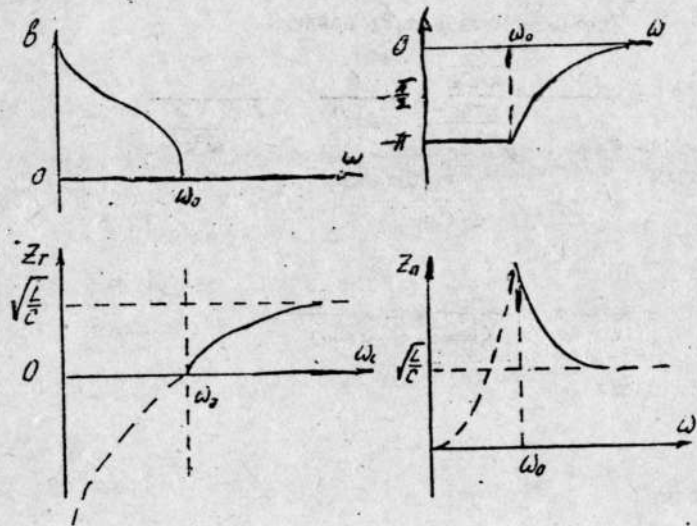


Рис.6

П о л о с о в ы е ф и л ь т р ы. Рассмотрим сначала поло-
сопропускающие фильтры, т.е. фильтры, пропускающие частоты в пре-
делах от f_1 до f_2 и задерживающие все остальные частоты
(рис.7).

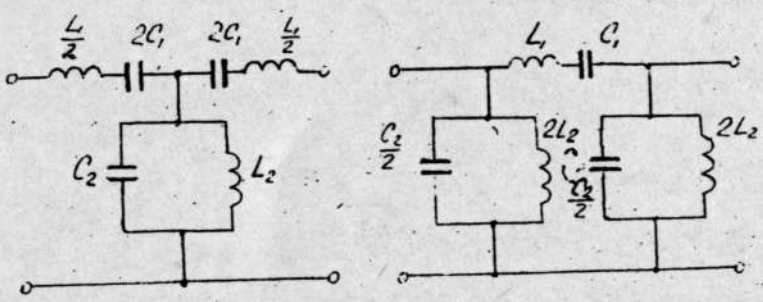


Рис.7

Для схемы, показанной на рис.7, найдем:

$$Z_2 = \frac{j\omega L_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 L_2 C_2}}$$

Обозначим

$$\omega_{m2}^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

Тогда

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_{m2}}{\omega}\right)^2} = \frac{1}{j\omega_{m2} C_2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_{m2}} - \frac{\omega_{m2}}{\omega}\right)} \quad (44)$$

В то же время

$$Z_1 = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = j\omega L_1 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}\right)$$

Обозначим

$$\omega_{m1}^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$$

Тогда

$$Z_1 = j\omega_{m1} L_1 \left(\frac{\omega}{\omega_{m1}} - \frac{\omega_{m1}}{\omega}\right) \quad (45)$$

Для того, чтобы двухполюсники были взаимно-обратными, т.е. для выполнения равенства

$$Z_1 Z_2 = R^2,$$

необходимо выполнить условие: $\omega_{m1} = \omega_{m2} = \omega_m$

или

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (46)$$

И, кроме того,

$$R = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad (47)$$

Условие (15) в этом случае может быть записано так:

$$2R \geq |\omega_m L_1 (\frac{\omega}{\omega_m} - \frac{\omega_m}{\omega})| \geq 0$$

или

$$2R \geq |2\pi f_m L_1 (\frac{f}{f_m} - \frac{f_m}{f})| \geq 0.$$

Следовательно, имеем два равенства:

$$2\pi f_m L_1 [\frac{f_2}{f_m} - \frac{f_m}{f_2}] = 2R \quad (48)$$

и

$$2\pi f_m L_1 [\frac{f_m}{f_1} - \frac{f_1}{f_m}] = 2R. \quad (49)$$

Значит, $\frac{f_2}{f_m} - \frac{f_m}{f_2} = \frac{f_m}{f_1} - \frac{f_1}{f_m}$

Отсюда $f_m = \sqrt{f_1 f_2}$. (50)

Параметры элементов фильтра при заданных f_1 , f_2 и R определяются следующим образом.

Из (48) имеем: $L_1 = \frac{R}{\pi f_m (\frac{f_2}{f_m} - \frac{f_m}{f_2})}$

Учитывая (50), найдем: $L_1 = \frac{R_1}{\pi (f_2 - f_1)} = \frac{R}{\pi \Delta f}$ (51)

Здесь Δf - ширина полосы пропускания, равная

$$\Delta f = f_2 - f_1.$$

Подставляя в (51) значение L_1 из (47), найдем для емкости

$$C_2 = \frac{1}{\pi R \Delta f}.$$

$$C_2 = \frac{1}{\pi R \Delta f} \quad (52)$$

Аналогично определяются и другие параметры. Из (46) имеем:

$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_m^2 L_1} = \frac{1}{4\pi^2 f_1 f_2 L_1}$$

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_m^2 C_2} = \frac{1}{4\pi^2 f_1 f_2 C_2}$$

Таким образом,

$$L_2 = \frac{R \Delta f}{4\pi f_1 f_2} \quad \text{и} \quad C_2 = \frac{\Delta f}{4\pi R f_1 f_2}$$

С другой стороны, предельные частоты полосового фильтра могут быть найдены, если известны величины элементов плеч, по следующим формулам:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} [\sqrt{\omega_a^2 + \omega_1^2} - \omega_a]$$

$$\text{и} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi} [\sqrt{\omega_a^2 + \omega_1^2} + \omega_a]$$

где

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}}$$

Обозначим

$$A = \left(\frac{f}{f_m} - \frac{f_m}{f} \right)^2 / \left(\frac{f}{f_m} - \frac{f_m}{f_2} \right)^2$$

Тогда для полосы задержания находим

$$\operatorname{ch} \frac{\theta}{2} = \sqrt{A} \quad \text{и} \quad a = \mp \pi$$

а для полосы пропускания

$$\sin \frac{\theta}{2} = \mp \sqrt{A}, \quad b = 0$$

Характеристические сопротивления при этом имеют вид:

$$Z_T = R\sqrt{1-A}, \quad Z_n = R\frac{1}{\sqrt{1-A}}.$$

Частотная зависимость параметров полосового фильтра показана на рис.8.

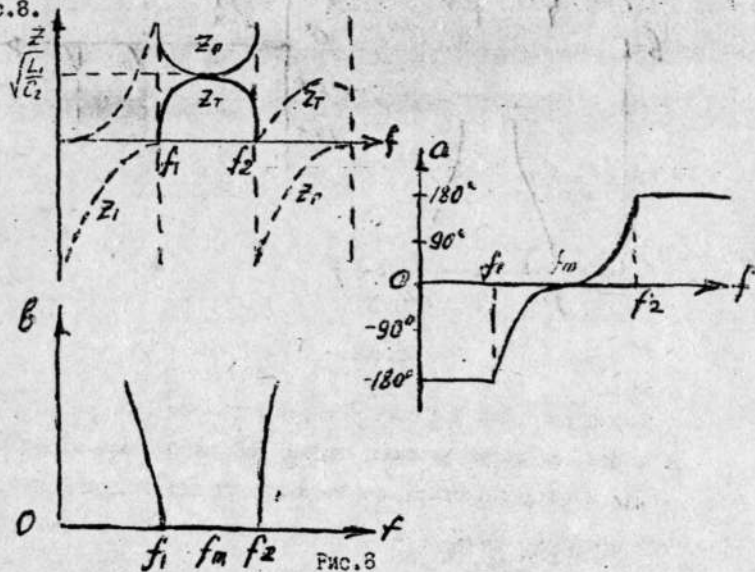


Рис.8

Схемы и частотные характеристики режекторных фильтров приведены на рис.9 и 10.

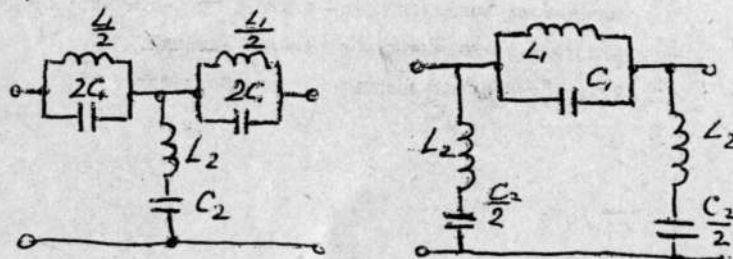


Рис.9

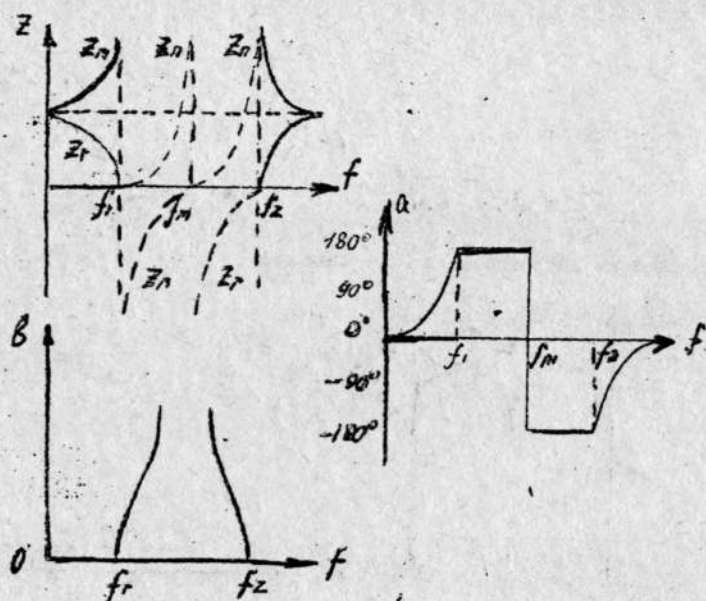


Рис. 10.

Характеристики полосового и режекторного фильтров показывают, что они могут рассматриваться как комбинация из фильтров верхних и нижних частот, причем в первом случае эти фильтры расположены друг к другу полосами пропускания, а во втором случае — полосами задержания.

ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

1. Рассчитать элементы двух фильтров по частотам и сопротивлениям нагрузки, заданным руководителем занятий.
2. Нарисовать схемы исследуемых в работе фильтров.
3. Снять частотные характеристики пропускания фильтров.

4. Исследовать частотную характеристику пьезоэлектрического фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

- Б о с и л Н.Л. Электрические фильтры. М., Гостехиздат, 1965.
К р и л о в Н.Н. Теоретические основы радиотехники. Ч. 1.
"Морской транспорт", 1961, с. 120-123.