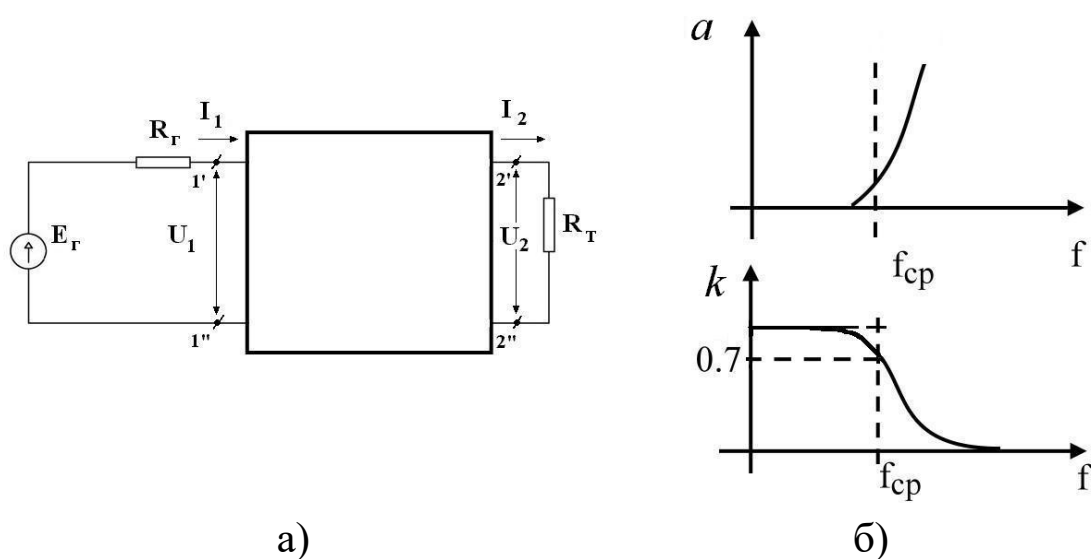


3.5. Основни сведения за електрическите филтри. Класификация

Електрическите филтри представляват четириполусници (фиг. 3.18), включени между източник на сигнал с вътрешно съпротивление R_c и товар R_T . Те имат честотна избирателност, т.е. пропускат токове с определен честотен обхват и не пропускат токове с честоти извън него.

Следователно четириполусниците трябва да имат различно съпротивление за токовете с различни честоти. За пропусканата честотна лента четириполусника трябва да има нищожно съпротивление, а за непропусканата честотна лента-много голямо.



фиг. 3.18

Предаването на сигналите от входа към изхода на филтъра се оценява с *коэффициента на затихване* a , който се определя като отношението на мощността P_1 , която източникът на сигнал би отдал при непосредственото му включване към товара и мощността P_2 , която се получава на изхода на филтъра. Този коефициент се изразява в децибели

$$a = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad [dB] \quad (3.47)$$

При съгласуване на източника на сигнал с входа на филтъра и на изхода на филтъра с товара ($R_c = z_c = R_T$, където z_c се нарича *характеристичен импеданс* на филтъра), коефициентът на затихване може да се изрази като отношение на входното и изходно напрежение или като отношение на входния и изходния ток:

$$a = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \lg \frac{I_1}{I_2} \quad (3.48)$$

На практика често се използва и друга величина-*коэффициент на предаване* на филтъра, която представлява отношение на изходната към входната мощност. При съгласуване на филтъра с източника на сигнал и товара, коефициентът на предаване може да се изрази като отношение на изходното и входното напрежение

$$k = \frac{U_2}{U_1} \quad (3.49)$$

Това отношение може да се вземе също в логаритмичен мащаб. Очевидно е, че двете величини се явяват огледални една спрямо друга.

Една от най-важните характеристики на електрическите филтри е *амплитудно-честотната характеристика (АЧХ)*, която представлява зависимостта на затихването от честотата или на коефициента на предаване от честотата. На фиг. 3.18 б, с прекъсвани линии, са показани АЧХ на идеални филтри, за които коефициентът на затихване за пропусканите сигнали е $a=0$, а коефициентът на предаване за същите сигнали е $k=1$. За сигналите, които филтърът трябва да спре, $a=\infty$, $k=0$. Така се оформят лента на пропускане и лента на непропускане разделени от *граничната честота* f_{cp} на филтъра (нарича се още *честота на срязване*). АЧХ на реалните филтри, показани на фиг. 3.18 б) с плътни линии, се различават от тези на идеалните.

Избирателните свойство на реалните филтри се определят от стръмността на АЧХ около граничната честота, т.е. от това, колко бързо нараства затихването при отдалечаване от граничната честота.

Електрическите филтри се класифицират по няколко показатели. Така според съставните им елементи филтрите биват:

Режекторни филтри. Основен елемент при тях са различни видове резонатори: кварцови, керамични, магнитострикционни и др.

Реактивни или LC филтри. Основните им съставни елементи са бобини и кондензатори.

Безиндуктивни или RC-филтри. Те съдържат резистори и кондензатори.

Нискочестотни филтри (НЧФ). Лентата им на пропускане е от 0 Hz (постоянен ток) до граничната честота f_{cp} , а лентата на непропускане-от f_{cp} до безкрайно високи честоти.

Високочестотни филтри (ВЧФ). Лентата им на пропускане е от f_{cp} до безкрайно високи честоти, а лентата на непропускане-от 0 до f_{cp} .

Лентови филтри (ЛФ). Те пропускат сигнали в определена честотна лента между гранични честоти f_{cp1} и f_{cp2} . Когато отношението, $f_{cp2}/f_{cp1} \leq 2$, филтърът е теснолентов, а при $f_{cp2}/f_{cp1} > 2$ -широколентов. Лентите на непропускане са две-от 0 до f_{cp1} и от f_{cp2} до безкрайно високи честоти.

Режсекторни (заграждащи) филтри (РФ). Те пропускат две честотни ленти-от 0 до f_{cp1} и от f_{cp2} до безкрайно високи честоти. Лентата им на пропускане е между двете гранични честоти f_{cp1} и f_{cp2} . Най-често РФ се използват за подтискане на сигнали с точно определени честоти-между f_{cp1} и f_{cp2} .

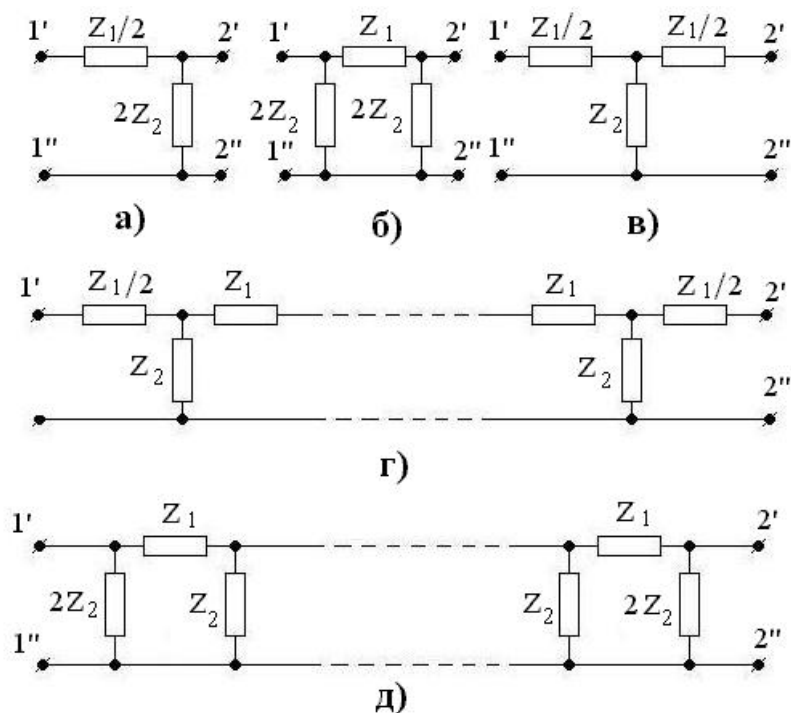
Според схемите на свързване на елементите се различават три основни вида филтри:Г-образен (Г-звено), П-образен (П-звено и Т-образен (Т-звено), показани съответно на фиг. 3.19 а,б,в. Т- и П-звената се получават от съединяването на две Г-звена.

За увеличаване на стръмността на АЧХ на реалните филтри се използват *верижни филтри* (фиг. 3.19 г,д), които представляват последователно свързани Т- или П-звена.

В зависимост от характера на импедансите z_1 и z_2 има два вида верижни LC-филтри: тип К и М производни.

При К-филтрите z_1 и z_2 имат противоположен характер за всички честоти. Винаги единият импеданс е с индуктивен характер, а другият-с капацитивен, и обратно.

Чрез замяна на импеданса z_1 или z_2 с трептящ кръг от К-филтрите се получават М-производни филтри.

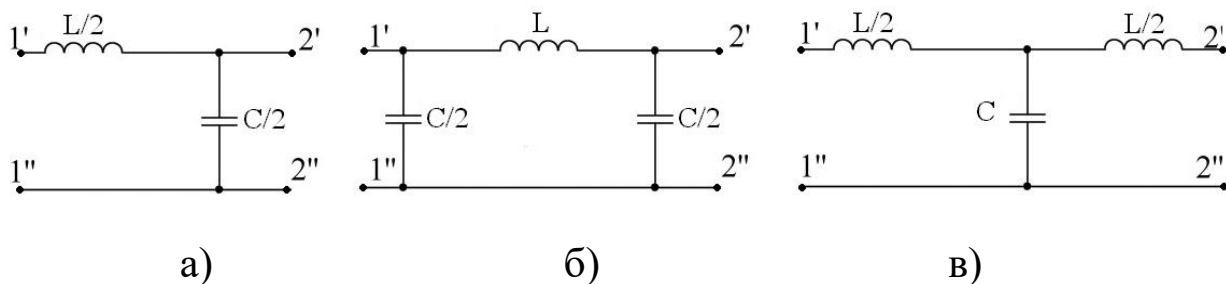


фиг.3.19

Електрическите филтри се разделят на *пасивни* - съдържат само пасивни елементи, и *активни (електронни)* - съдържат и активни елементи (транзистори или операционни усилватели).

3.6. Нискочестотни и високочестотни филтри

Схемите на трите основни звена на нискочестотни К-филтри са показани на фиг. 2.20.



фиг.3.20

Г-образният НЧФ (фиг.3.20 а) се състои от бобина с индуктивност $L/2$ и кондензатор с капацитет $C/2$. При много ниски честоти индуктивното съпротивление на бобината x_L е много по-малко от капацитивното съпротивление на кондензатора x_C . Съответно падът на напрежение върху бобината е пренебрежимо малък спрямо пада

върху кондензатора. На изхода се получава почти цялото напрежение и коефициентът на предаване е $\kappa = 1$. С увеличаване на честотата x_L нараства, а x_C намалява и за граничната честота f_{cp} двете съпротивления се изравняват: $x_L = x_C$. Настъпва резонанс на напрежение в последователния трептящ кръг, съставен от $L/2$ и $C/2$. Тъй като товарът R_T и съпротивлението на генератора R_g са включени към кръга, той е с по-малък Q -фактор и не се създава голямо резонансно напрежение. Граничната честота f_{cp} при която настъпва резонанс, зависи от елементите на филтъра и се определя по формулата

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L}{2} - \frac{C}{2}}} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad (3.50)$$

При честоти, по-високи от граничната, x_L става по-голямо от x_C . Протичащият през бобината слаб ток затваря веригата си през кондензатора, който шунтира товара. Ако честотата е по-висока от f_{cp} , x_L е по-голямо от x_C и изходният сигнал става значително по-малък от входния, т.е. коефициентът на предаване става по-малък от единица и започва да клони към нула.

Амплитудно-честотните характеристики на НЧФ са показани на фиг. 3.18 б. При ниски честоти филтърът представлява, за източника на сигнал, активно съпротивление, наречено *характеристичен импеданс*

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} .$$

Генераторът отдава максимална мощност в товара само тогава, когато характеристичния импеданс е равен на вътрешното съпротивление на генератора и на товарното съпротивление $R_g = z_0 = R_T$.

П-образният НЧФ (фиг. 3.20 б) се получава от съединяването на две Γ -звена чрез последователно свързване на бобините. Получава се филтър с индуктивност L и два последователно свързани кондензатора с общ капацитет $C/4$. Резонансната честота на кръга, която е гранична честота на филтъра, е

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C}{4}}} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} . \quad (3.51)$$

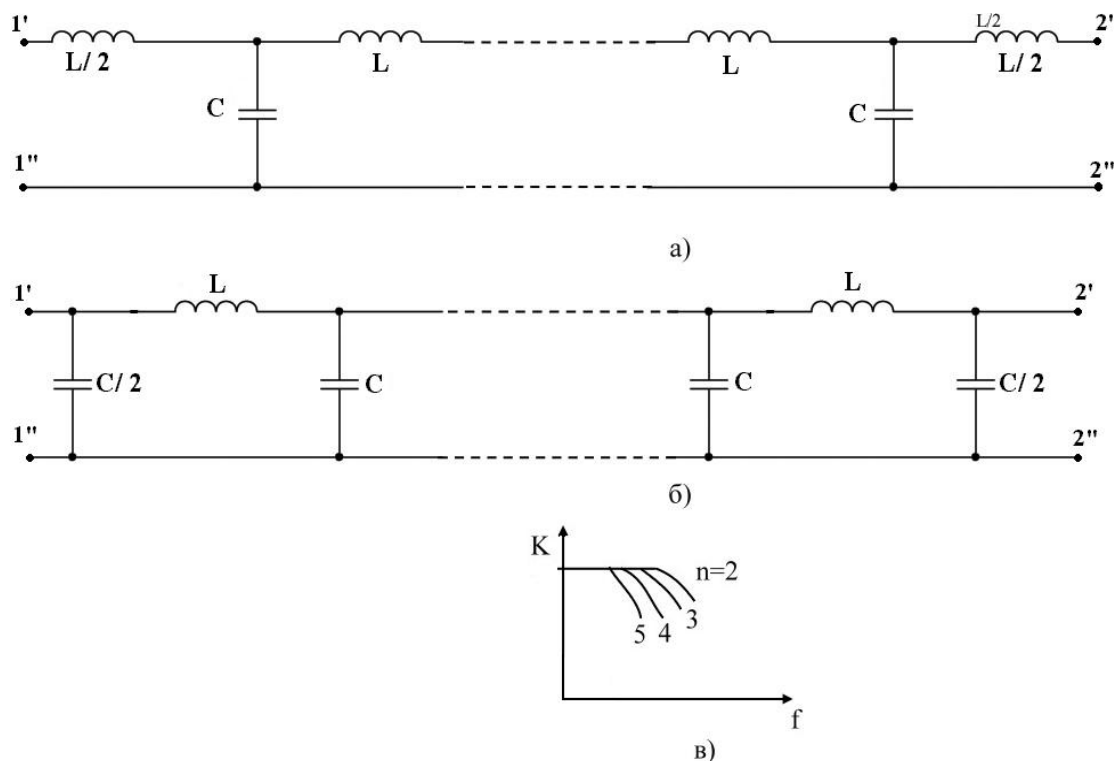
Вижда се, че П-звеното и Γ -звеното имат една и съща честота. Характеристичният импеданс на П-звеното за ниски честоти е равен на

този на Г-звеното. Поради едновременното шунтиращо действие на двата паралелни на товара кондензатора и поради увеличеното съпротивление на бобината при честоти $f > f_{cp}$ токът през товара силно намалява. Затова стръмността на АЧХ на П-звеното е по-голяма.

Т-образният НЧФ (фиг. 3.20 в) също се образува от две Г-звена, но при паралелно свързване на кондензаторите, при което общият капацитет е C . Т-образният НЧФ има същата гранична честота, характеристичен импеданс и АЧХ като П-образният филтър.

Верижните К-филтри се получават при свързването на Т- или П-звена (фиг. 3.21 а,б). Стръмността на АЧХ (фиг. 3.21 в) зависи от броя на свързаните звена n .

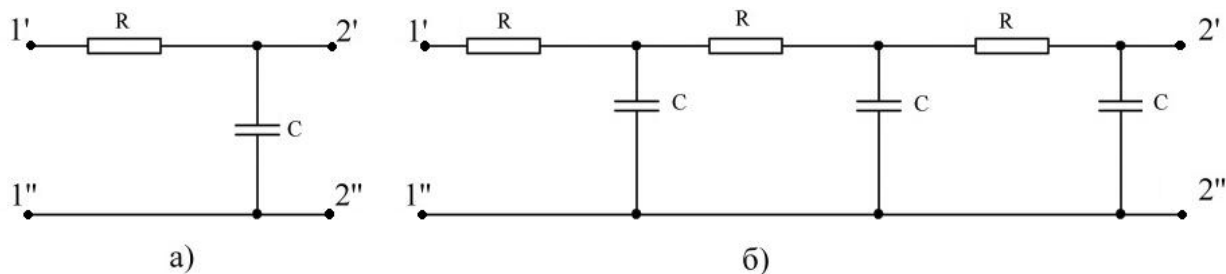
Като НЧФ често се използват и пасивни *RC*-филтри. Те имат по-малки размери и маса от *LC*-филтрите и лесно могат да бъдат изпълнени в интегрален вид. Техните АЧХ обаче имат по-малка стръмност в лентата на непропускане от *LC*-филтрите, със същия брой елементи и същата конфигурация, т.е. *RC филтрите имат по-малка избирателност*. Освен това в резисторите се получават загуби, поради което коефициентът на предаване в лентата на пропускане е по-малък от единица.



фиг. 3.21

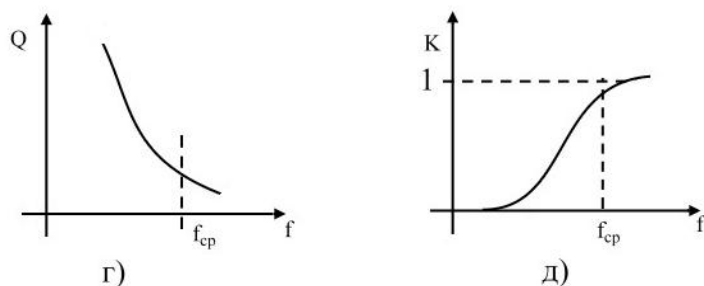
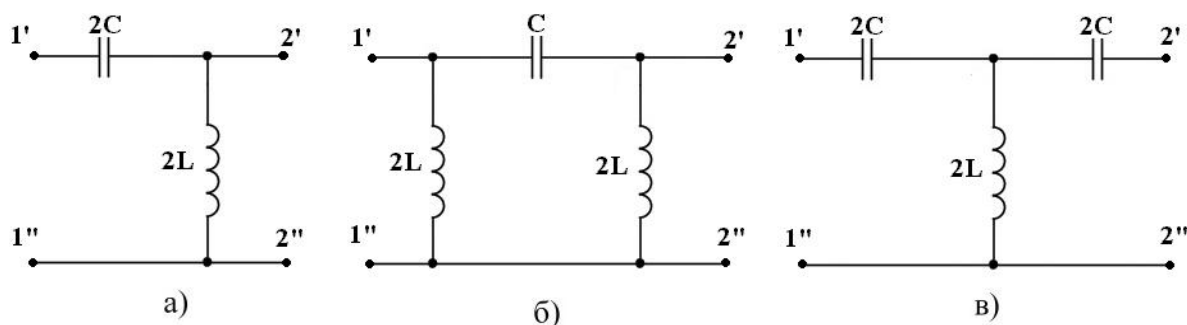
Въпреки изброените недостатъци *RC*-филтрите намират приложение главно при ниски честоти поради малките си размери,

тегло и цена. Най-често се използват Г-образни RC -звена (фиг. 3.22 а) или верижни RC -филтри, съставени от Г-звена (фиг. 3.22 б), при които се получават по-добри избиращелни свойства. Граничната честота на Г-звеното се определя с израза $f_{cp} = 1/2\pi RC$.



фиг. 3.22

Високофрековните К-филтри се реализират на основата на три основни звена, показани на фиг. 3.23 а,б,в.



фиг.3.23

Г-образният ВЧФ (фиг.3.23 а) се състои от кондензатор с капацитет $2C$ и бобина с индуктивност $2L$. При ниски честоти капацитивното съпротивление x_C е много по-голямо от индуктивното x_L и почти цялото напрежение пада върху кондензатора. Изходното напрежение и коефициентът на предаване са почти равни на нула. Това е лентата на пропускане на филтъра. С повишаване на честотата x_L нараства, а x_C намалява и при граничната стойност f_{cp} двете

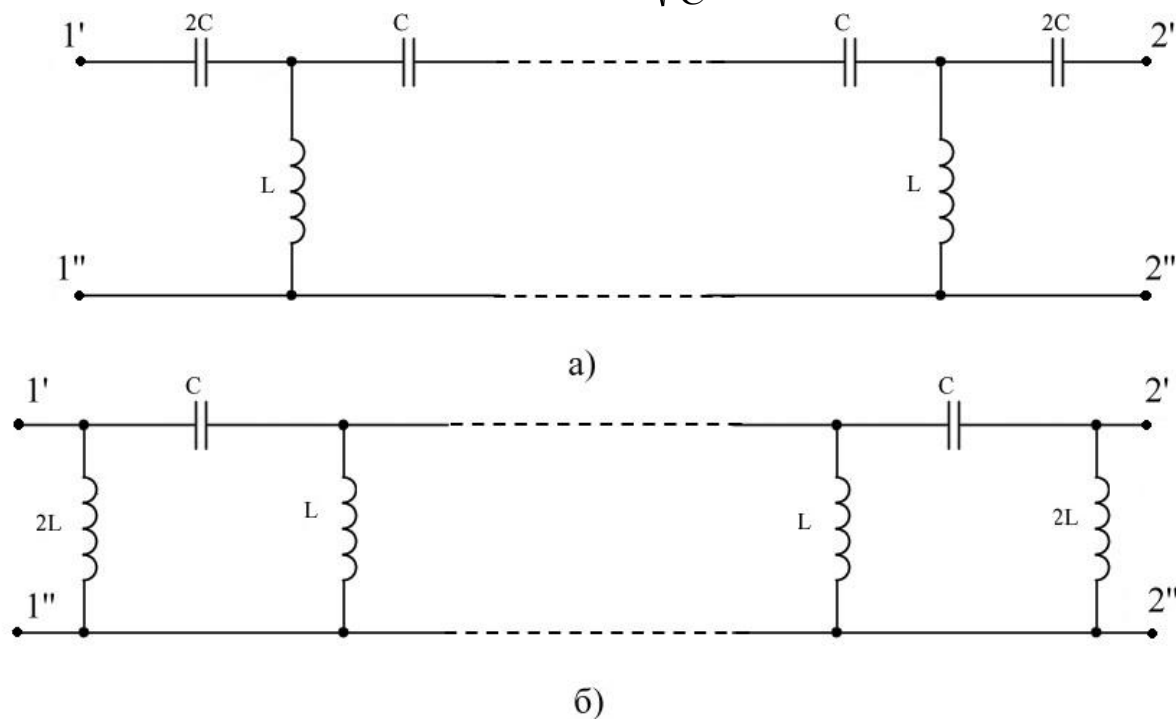
съпротивления се изравняват. Настъпва резонанс на напрежение, а честотата f_{cp} се определя с изрази

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L2C}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} \quad (3.52)$$

При повишаване на честотата над f_{cp} x_L става по-голямо от x_C , по-голяма част от входното напрежение се появява на изхода и коефициентът на предаване става равен на 1. Това е лентата на пропускане на филтъра.

На фиг. 3.23 г), д) са показани АЧХ на Г-звеното. За високи честоти *характеристичният импеданс на филтъра* има активен характер и се изчислява по формулата

$$z_{\infty} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.53)$$



фиг. 3.24

За максимално отдаване на мощност от източника към товара е необходимо съгласуване, т.е. изравняване на съпротивленията

$$R_T = z_{\infty} = R_c \quad (3.54)$$

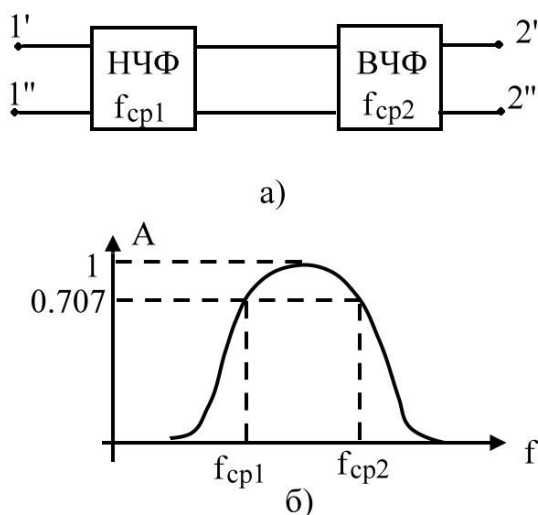
Π- и Т-образният ВЧФ се получават от съединяване на две Г-звена (фиг. 3.23 в). При показаните стойности на елементите те имат същата гранична честота и същия характеристичен импеданс като Г-звеното, но стръмността на АЧХ е по-голяма.

За подобряване на избирателните свойства на ВЧФ и тук се свързват верижно Т- или П-звена. Схеми на *верижни ВЧ К-филтри* са показани на фиг. 3.24 а,б.

3.7. Лентови и режекторни филтри. Производни филтри тип М

Широколентовите филтри могат да се реализират чрез последователно свързване на НЧФ и ВЧФ (фиг.3.25 а). Последователността на свързване може да бъде и обратна на показаната без това да променя работата на филтъра. Като НЧФ и ВЧФ могат да се използват които и да е звена, разгледани в раздел 3.6. *Основно изискване е да има съгласуване между изхода на НЧФ и входа на ВЧФ.* При това НЧФ трябва да има гранична честота f_{cp2} , по-висока от граничната честота f_{cp1} на ВЧФ. Стръмността на АЧХ в лентата на непропускане от 0 до f_{cp1} се определя от стръмността на ВЧФ, а стръмността в лентата на непропускане от f_{cp2} до безкрайно високи честоти-от стръмността на НЧФ (фиг. 3.25 б).

Теснолентовите филтри също могат да се реализират по схемата от фиг. 3.25 а, но поради малката разлика между f_{cp1} и f_{cp2} се появява взаимно влияние между двете звена. Това води до изменение на параметрите на ЛФ. По тази причина за теснолентовите филтри се използват други схемни решения.



фиг.3.25

Основните звена на теснолентовите К-филтри са показани на фиг. 3.26 а,б,в. Тези звена се получават от нискофреkwотни Г-, Т- или П-звена,

като бобините се заменени с последователни трептящи кръгове, а кондензаторите-с паралелни трептящи кръгове. Трептящите кръгове имат една и съща резонансна честота, която е средната честота на лентата на пропускане:

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.55)$$

За лентата на пропускане от f_{cp1} до f_{cp2} последователните кръгове имат малко съпротивление, а паралелните-голямо. Изходното напрежение е близко до входното и коефициентът на предаване е близък до единица. За честоти от 0 до f_{cp1} последователните кръгове имат голямо съпротивление с капацитивен характер, а паралелните-малко съпротивление с индуктивен характер. Следователно филтрите действат като ВЧФ и сигналите с ниски честоти не се пропускат. При високи честоти от f_{cp2} до ∞ големината на съпротивленията на трептящите кръгове и характерът им са обратни-последователните кръгове са големи индуктивни съпротивления, а паралелните – с малки капацитивни съпротивления. Филтрите действат като НЧФ и не пропускат сигналите с високи честоти. По този начин се оформят двете ленти на непропускане.

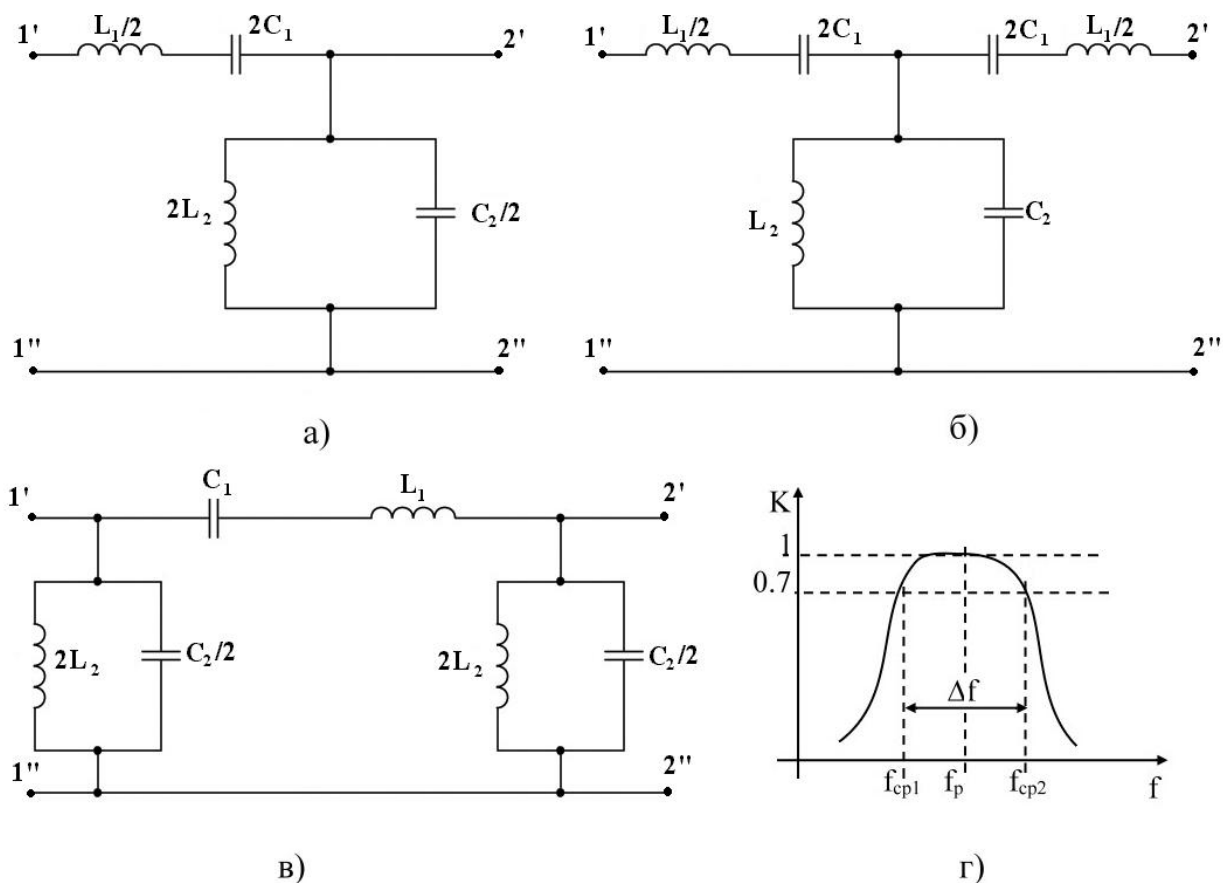
АЧХ на основните звена на теснолентовите филтри е дадена на фиг. 3.26 г. Широчината на лентата на пропускане е

$$\Delta f = f_{cp2} - f_{cp1} = 2 f_p \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.56)$$

Стръмността на АЧХ в лентите на непропускане е пропорционална на отношението f_{cp2}/f_{cp1} и се увеличава при намаляването му. Характеристичният импеданс за трите ЛФ е

$$z = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad .$$

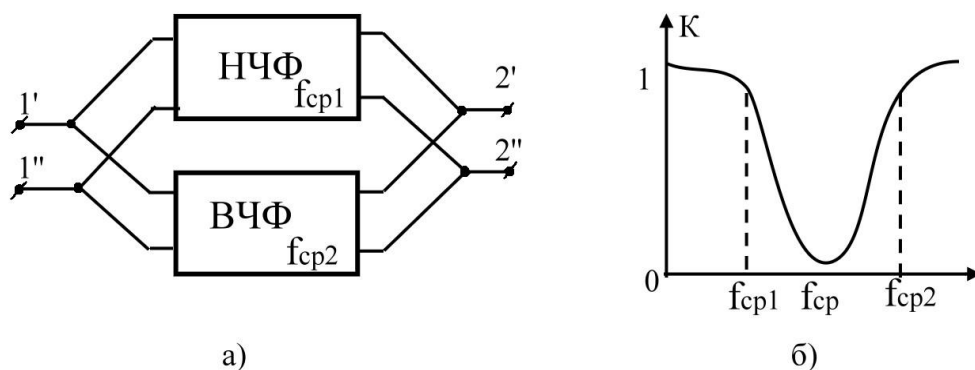
Съгласуване на филтрите, с цел максимално отдаване на мощност в товара, е възможно само за една честота от лентата на пропускане-обикновено за f_p .



фиг. 3.26

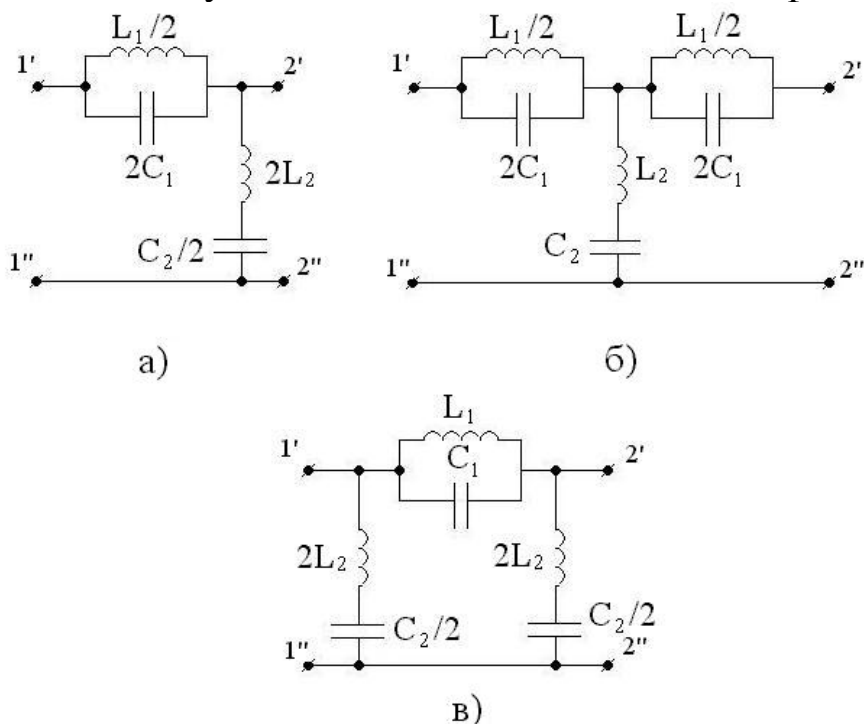
Ако се свържат последователно Т- или П-звена, показани на фиг. 3.26 б,в, получават се верижни К-филтри, които имат по-голяма стръмност на АЧХ.

Режекторен филтър може да се получи при паралелно свързване на НЧФ и ВЧФ (фиг. 3.27). Като НЧФ и ВЧФ могат да се използват звената, разгледани в раздел 3.6. За да се получи лента на непропускане между две гранични честоти f_{cp1} и f_{cp2} е необходимо НЧФ да има гранична честота f_{cp1} , по ниска от граничната честота на ВЧФ f_{cp2} . Стръмността на АЧХ, в лентата на непропускане близо до f_{cp1} , се определя от стръмността на характеристиката на НЧФ, а стръмността близо до f_{cp2} - от ВЧФ (фиг. 3.27 б).



фиг. 3.27

Режекторни К-филтри могат да се получат от основни звена на теснолентовети К-филтри (фиг. 3.26 а,б,в) чрез замяна на последователните трептящи кръгове с паралелни и на паралелните-с последователни. Получават се схемите, показани на фиг. 3.28а,б,в.



фиг. 3.28

Трептящите кръгове имат една и съща резонансна честота, равна на средната честота на лентата на непропускане f_∞ , за която затихването на филтъра клони към безкрайност

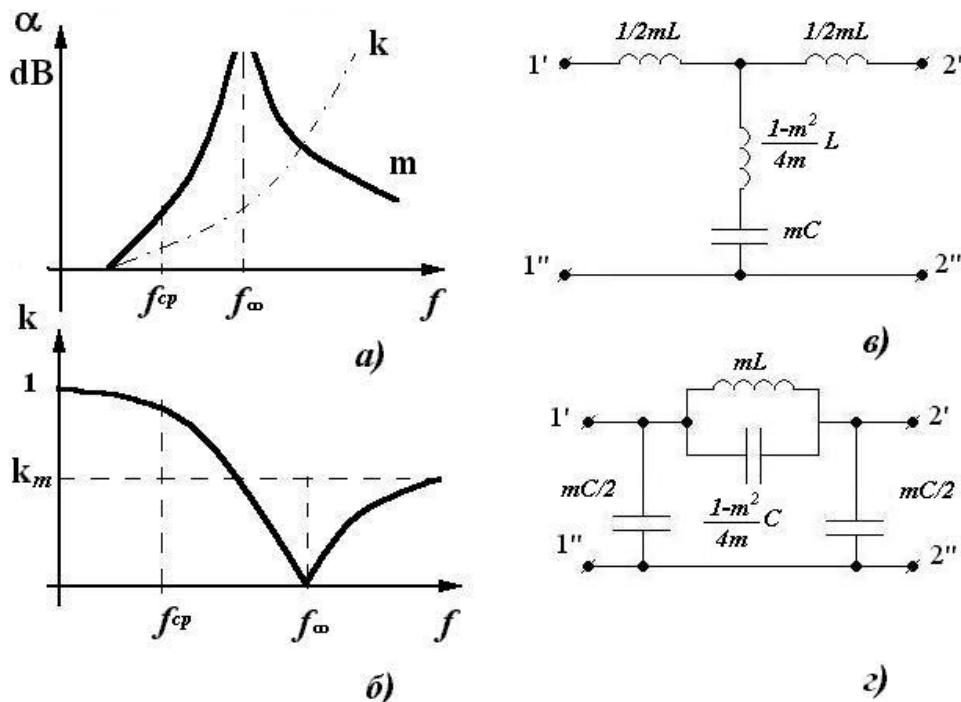
$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.57)$$

За лентата на непропускане от f_{cp1} до f_{cp2} паралелните кръгове имат голямо съпротивление, а последователните-малки. Изходното

напрежение и коефициентът на предаване са приблизително нула. За ниските честоти от 0 до f_{cp} паралелните кръгове имат малко индуктивно съпротивление, а последователните-голямо капацитивно съпротивление. Филтрите действат като НЧФ и пропускат честоти от 0 до f_{cp} . При високи честоти от f_{cp} до ∞ паралелните кръгове имат малко капацитивно съпротивление, а последователните-голямо индуктивно съпротивление. Филтрите работят като ВЧФ и пропускат честотите от f_{cp} до ∞ . Така се оформят двете ленти на пропускане. Противоположният характер на последователните и паралелните кръгове показва, че разглежданите схеми са К-филтри.

АЧХ на основните звена на режекторните филтри е показана на фиг. 3.27 б.

Производни филтри тип М се използват, когато е необходима по-голяма стръмност на АЧХ в лентата на непропускане. Това се постига чрез осигуряване на много по-голямо затихване при дадена честота f_{∞} от лентата на непропускане, която се нарича *честота на максимално затихване*. Недостатък на М-производните филтри е, че затихването при честоти $f \gg f_{\infty}$ е по-малко (за НЧФ) отколкото при К-филтър (фиг. 3.29 а,б)



фиг.3.29

Филтрите тип М се получават чрез замяна на елементите в последователните или паралелните клонове на К-филтрите съответно с паралелен или последователен трептящ кръг. Затова те се наричат *последователно производни*, а тези с паралелен трептящ кръг -

паралелно производни. Честотата на максималното затихване f_{∞} е равна на резонансната честота на трептящите кръгове.

Нискочестотни М-производни филтри са показани на фиг. 3.29 в,г. Коефициентът М е по-малък от 1 и с намаляването му към 0 честотата f_{∞} се доближава до f_{cp} . Последователният трептящ кръг в Т-звеното (фиг. 3.29 в), в лентата на пропускане представлява голямо капацитивно съпротивление, тъй като резонансната честота на кръга f_{∞} е по-голяма от f_{cp} . Поради това филтърът работи като Т-звено на К-филтър. За честотата f_{∞} съпротивлението на кръга става много малко и той шунтира товара. В резултат на това коефициентът на предаване k_{∞} , за честота f_{∞} , е много малък.

Ако трептящият кръг е идеален, $k_{\infty}=0$. За честоти над f_{∞} трептящият кръг има индуктивен характер и схемата работи като индуктивен делител на напрежение. С повишаване на честотата индуктивното съпротивление на трептящия кръг нараства и коефициентът на предаване се повишава, като при безкрайно високи честоти клони към една определена стойност k_m (фиг. 3.29 б). Действието на паралелно производното П-звено (фиг. 3.29г) е подобно, като тук паралелният трептящ кръг има много голямо съпротивление за честота f_{∞} и не пропуска входния сигнал към изхода. За честоти над f_{∞} трептящият кръг има капацитивен характер и схемата работи като капацитивен делител на напрежение.

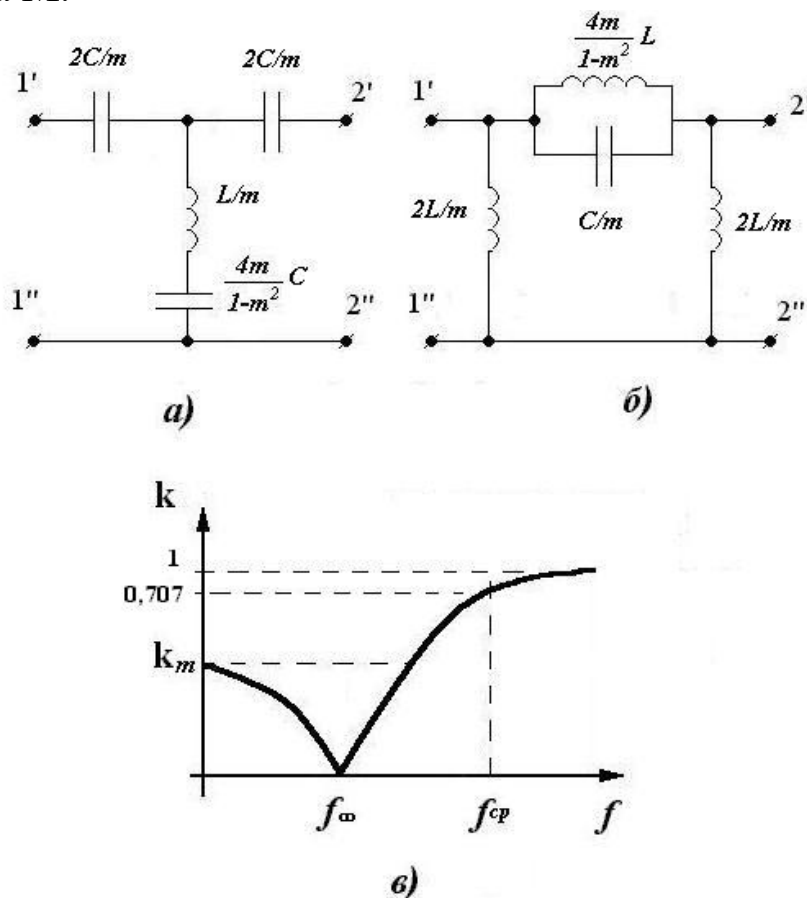
Граничната честота се определя с израза 3.50 и не зависи от коефициента М, а честотата на максималното затихване е

$$f_{\infty} = \frac{1}{\pi \sqrt{(1-m)^2 L C}} = \frac{f_{cp}}{\sqrt{1-m^2}} \quad (3.58)$$

Характеристичните съпротивления на М-производните НЧФ са равни на характеристичните съпротивления на съответните К-филтри. Това позволява верижно свързване на М- и К-филтри с цел да се намали коефициентът на предаване при много високи честоти.

Високочестотните М-производни филтри се реализират на основата на К-филтри чрез замяна на бобините в паралелните клонове с последователни трептящи кръгове, (последователно производни филтри) или на кондензатори в последователните клонове с паралелни трептящи кръгове (паралелно производни филтри). Така се получават двете основни схеми на високочестотните М-производни филтри, показани на фиг. 3.30 а,б. АЧХ е показана на фиг. 3.30 в. При ниски честоти последователният трептящ кръг от Т-звено (фиг. 3.30 а) има

капацитивен характер и филтърът работи като капацитивен делител на напрежение, с коефициент на предаване k_m при $f=0$, който зависи от коефициента M .



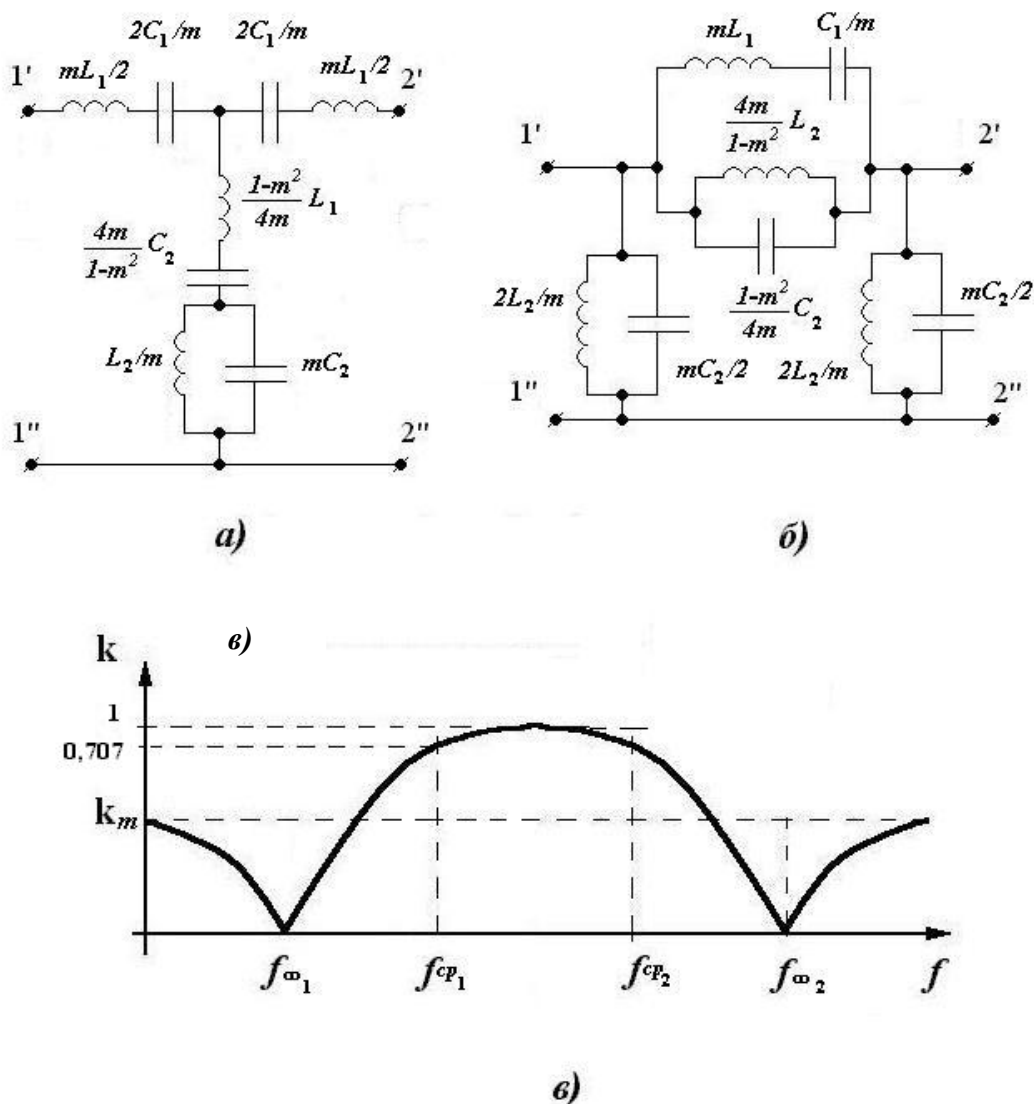
фиг. 3.30

При резонансната честота на последователния трептящ кръг f_∞ съпротивлението на кръга е много малко и той шунтира преминаващия през филтъра сигнал. Коефициентът на предаване k_∞ при f_∞ е много малък (при идеален кръг $k_\infty=0$). Честотата f_∞ се определя с изрази

$$f_\infty = \frac{\sqrt{1-m^2}}{4\pi\sqrt{LC}} = f_{cp}\sqrt{1-m^2} \quad (3.59)$$

При честоти, по-високи от f_∞ , трептящият кръг има индуктивен характер и схемата работи като К-звено на ВЧФ.

Подобно е действието и на П-звеното (фиг. 3.30 б). При ниски честоти, паралелния трептящ кръг има индуктивен характер и схемата работи като индуктивен делител. За $f=0$ коефициентът на предаване е k_m . При резонансната честота f_∞ съпротивлението на кръга е много голямо и коефициентът на предаване клони към 0. При честоти, по-високи от f_∞ , трептящият кръг има капацитивен характер и филтърът работи като съответното К-звено.



фиг. 3.31

От 3.59 се вижда, че колкото коефициентът M е по-малък, толкова f_{∞} е по-близко до f_{cp} и стръмността на АЧХ нараства, но същевременно k_m се увеличава и се приближава към единица.

Лентовите производни филтри, тип М, се реализират с помота на лентов К-филтър, като паралелният трептящ кръг в Т-звеното се замени с комбинация от последователно свързани паралелен и последователен трептящ кръг (последователно произведен ЛФ-фиг. 3.31 а) или като се замени последователния трептящ кръг в П-звеното с комбинация от паралелно свързани последователен и паралелен трептящ кръг (паралелно произведен ЛФ-фиг. 3.31 б). АЧХ е показана на фиг. 3.31 в.

3.8. Кварцови и керамични филтри. Филтри с повърхностни акустични вълни

В различните електронни устройства често се използват и т.нар. *резанаторни филтри*.

Резонаторните филтри се характеризират с голяма стабилност на параметрите и много добра избирателност. Те съдържат като основен елемент обемен резонатор-кварцов, керамичен, магнитострикционен и т.н. При тези видове резонатори се извършва преобразуване на електрическите трептения в механични и обратно.

Най-голямо приложение намират пиезоелектрическите филтри поради добрите качествени показатели на пиезоелектрическия резонатор: много голям качествен фактор (от порядъка на десетки хиляди) и голяма стабилност. Действието на пиезоелектрическите резонатори се основава на т.нар. *пиезоелектрически ефект*. Свойството да проявяват пиезоелектрически ефект притежават много кристали (поради което пиезоелектрическите филтри се наричат още кристални): кварц (кварцови филтри), турмалин, сегнетова сол, бариев титанат и др. , както и някои изкуствени керамични материали.

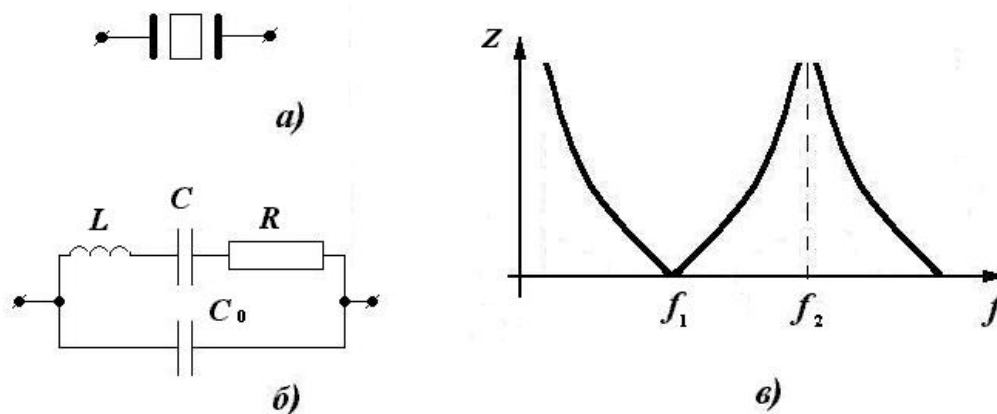
Пиезоелектрическият ефект се състои в следното. Ако се приложат механични сили върху определен кристал, на неговите стени се появяват електрически заряди. Това е *правият пиезоелектрически ефект*. Ако кристална пластинка, която проявява пиезоелектрически ефект, се постави в променливо електрическо поле, тя променя размерите си в такт с честотата на това поле, т.е. пластинката извършва механични трептения. Това е *обратният пиезоелектрически ефект*.

Най-голямо приложение за направата на пиезоелектрически резонатори намира кварцът поради много добрите си физико-химически свойства: голяма твърдост, якост, топлоустойчивост, нехигроскопичност, малък коефициент на топлинно разширение, устойчивост на киселини и основи.

От кварцовите кристали се изрязват пластинки по определен начин спрямо осите на кристала, за да се прояви по-силно пиезоелектрическият ефект. Кварцовият резонатор се състои от пластинка, прикрепена чрез държател към два метални електрода. В такъв резонатор се използва обратният пиезоефект. При прилагане на променливо напрежение, в краищата на електродите на кварцовия резонатор, пластинката извършва механични трептения с честотата на приложеното напрежение. При деформациите на пластинката, в

процеса на механичните трептения, на повърхността и възникват електрически заряди. Проявява се правият пиезоефект, вследствие на което във външната верига протича ток. Когато честотата на електрическото поле съвпадне с честотата на собствените трептения на пластинката, настъпва резонанс на механичните трептения на пластинката. Амплитудата на механичните трептения става максимална. Същевременно достига максимум и стойността на заряда, дължащ се на правия пиезоефект, което определя и максималната стойност на тока във външната верига. Следователно по отношение на външната верига, към която е свързан кварцов резонатор, механичният резонанс на пластинката е равностоеен на *резонанс на напрежение*. Затова кварцовата пластинка е еквивалентна на *последователен трептящ кръг*.

На фиг. 3.32 а) е показано условното означение на пиезоелектрически резонатор, а на фиг. 3.32 б) - еквивалентната му схема. С L , C и R са означени елементите на последователния трептящ кръг, които изразяват свойството на пиезоелектрическата пластинка, а с C_0 – капацитетът на електродите и монтажните капацитети.



фиг. 3.32

В кварцовите резонатори се използват пластинки, индуктивността на които се изменя от $0,1\text{ H}$, при високи честоти, до 100 H при ниски честоти. Капацитетът C на тези пластинки има стойност от един до няколко десетки пикофаради, а съпротивлението R – няколко десетки или стотици оме. Големата индуктивност и малкият капацитет обуславят много големи стойности на характеристичното съпротивление $\rho = \sqrt{L/C}$ на последователния трептящ кръг. Поради това, въпреки сравнително голямото

съпротивление R , качественият фактор на кръга, а следователно и на резонатора е много голям - над 500 000.

На фиг.3.32 в) е показана честотната характеристика на импеданса z на еквивалентната схема на пиезоелектрическият резонатор (използвана е абсолютната стойност на x_c). За честота $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, възниква резонанс в последователния трептящ кръг, съставен от еквивалентните параметри R, L, C на пластинката. За тази честота схемата има минимално съпротивление. За честотата

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}$$

възниква резонанс на тока в паралелния трептящ кръг, съставен от капацитета C_0 в единия си клон и последователния трептящ кръг R, L и C – в другия. Както е известно паралелният трептящ кръг при резонанс има много голямо съпротивление и токът, който протича във външната верига е минимален. Следователно сигнали с честота f_2 не могат да преминават през резонатора. Тъй като капацитетът C_0 е много по-голям от C , честотите f_1 и f_2 са много близки една до друга, което определя голямата стръмност на характеристиката между тези две честоти.

Свойствата на пиезоелектрическите филтри зависят от честотния интервал. Този честотен интервал $\Delta f = f_2 - f_1$ може да се променя чрез включването на реактивен елемент последователно или паралелно на резонатора.

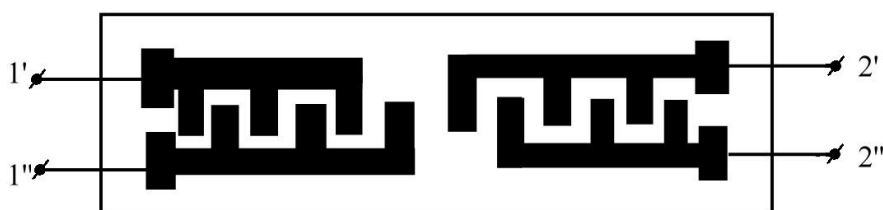
Пиезоелектрическите филтри могат да бъдат от различен вид: НЧФ, ВЧФ, лентов и режекторни, но най-голямо приложение намират лентовите и режекторните. Развитието на съвременната функционална микроелектротника и по специално направлението акустоелектроника предлага особено перспективни акустоелектронни устройства, в микроелектронно изпълнение, които могат да действат като електрически филтри.

Действието на *акустоелектронните устройства* се основава на преобразуването на електрически сигнали в акустични, разпространяване на тези акустични сигнали с ултразвукова скорост в подходяща среда и преобразуването им отново в електрически на изхода на устройството.

Много перспективни са филтрите с *повърхностни акустични вълни*. Тези вълни се разпространяват по повърхността на подложка,

при което е осигурен достъп до всяка точка на разпространяващата се вълна. По такъв начин може да се влияе на характеристиките на филтрите. Основно изискване към тези филтри е преобразуването на сигналите от електрически в акустични и обратно да се извършва в средата, където става и разпространяването на акустичния сигнал. По тези причини за подложки се използват материали с подчертани пиезоелектрически свойства: кварц, пиезокерамика, литиев ниобат и др.

Филтрите с повърхностни акустични вълни, могат да имат различни АЧХ-лентови, режекторни и др. За да се реализира определен вид филтър, променят се условията на разпространяване на акустичната вълна, т.е. скоростта на вълната.



фиг.3.33

Структурата на електроакустичен филтър е показана на фиг. 3.33. Върху кварцова подложка, от двете страни на звукопровода-между входния и изходния преобразувател с изводи съответно 1', 1'' и 2', 2'' са разположени управляващите електроди. Те представляват система от метални шини със строго определени размери и конфигурация. Широчината на шините и разстоянието между тях определят вида на АЧХ на филтъра.