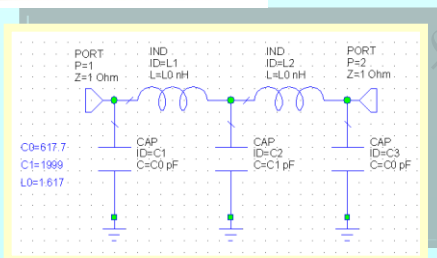
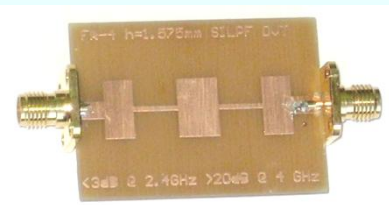


Пројектовање микроталасних филтара

Филтри у микротракастој техници



Милка Потребих
Дејан Тошић



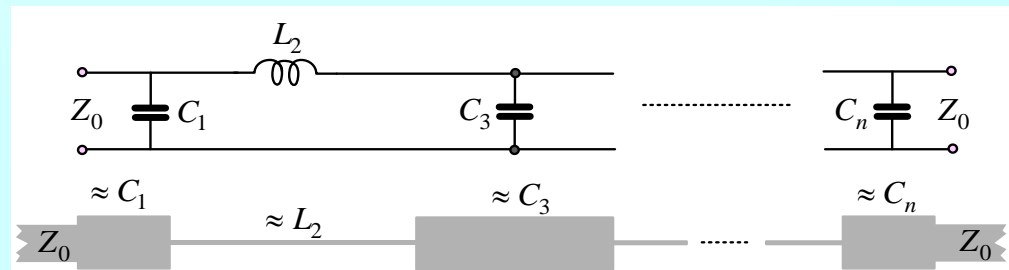
Филтри пропусници ниских учестаности

- Преглед реализација филтара пропусника ниских учестаности у техници микротракастих водова.
- Размотрене су опште особине филтара, а изложен је детаљан поступак реализације.
- Акценат је стављен на два основна корака при реализацији:
 - Први је избор одговарајућег **прототипа филтра** у зависности од спецификације. На основу прототипа може се реализовати **LC-шема са идеалним елементима** филтра пропусника ниских учестаности за специфицирану отпорност генератора и граничну кружну учестаност.
 - Други корак је реализација филтара пропусника ниских учестаности у **микротракастој техници** где се сваки концентрисани елемент апроксимира **одсечком или огранком вода**.



Филтар пропусник ниских учестаности реализован каскадом секција водова (1)

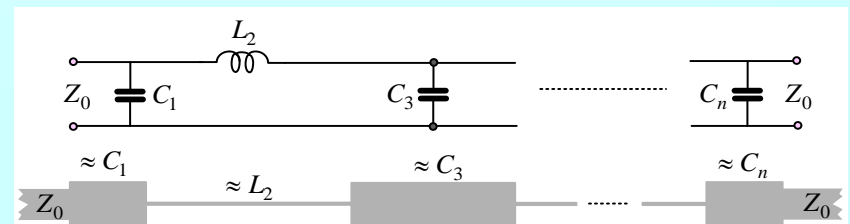
- Реализација филтра пропусника ниских учестаности каскадом секција водова се у литератури зове *stepped-impedance* или *high-Z-low-Z* реализација.
- Карактеристичне импедансе секција зависе од технике у којој се реализује филтар.
- На пример, за микротракасту технику је мала карактеристична импеданса реда неколико Ω , а велика реда 150Ω .





Филтар пропусник ниских учестаности реализован каскадом секција водова (2)

- Неки аутори саветују да за микротракасту технику $Z_{c,\min}$ буде око 20Ω , а $Z_{c,\max}$ око 100Ω .
- Екстремне вредности се пресликавају у екстремне ширине микротракастих водова.
- Велика карактеристична импеданса се реализује уским водом, а мала карактеристична импеданса широким водом.
- Најужи вод је у стандардној реализацији широк око $0,2 \text{ mm}$.
- Најшири вод је одређен трансверзалном резонанцијом, односно условом да се секција вода не претвори у резонатор у коме се стојећи талас успоставља у трансверзалном правцу.





Филтар пропусник ниских учестаности реализован каскадом секција водова (3)

- Филтри са овом реализацијом се примењују када није потребна велика селективност, као на пример иза мешача.
- Амплитудска карактеристика има паразитне пропусне опсеге због периодичне зависности матрице $[ABCD]_{\omega}$ од учестаности.
- Посматрајмо LC -шему филтра пропусника ниских учестаности која се састоји од редних калемова и паралелних кондензатора.
- Сваки редни калем може се заменити електрично кратком секцијом велике карактеристичне импедансе, а сваки паралелни кондензатор електрично кратком секцијом мале карактеристичне импедансе.
- Нека су карактеристичне импедансе секција које реализују калемове $Z_{c,max}$, а оних које реализују кондензаторе $Z_{c,min}$.



Филтар пропусник ниских учестаности реализован каскадом секција водова (4)

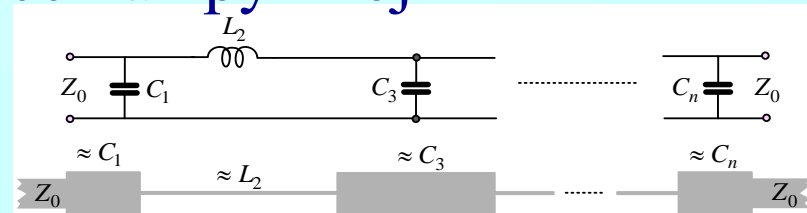
- Показује се да се електрична дужина секције која реализује калем рачуна као

$$\Theta_0 = L\omega_0 / Z_{c,max} = L_{proto}\Omega_{p,proto}R_g / (R_{g,proto}Z_{c,max})$$

а оне која реализује кондензатор као

$$\Theta_0 = C\omega_0 Z_{c,min} = C_{proto}\Omega_{p,proto}R_{g,proto}Z_{c,min} / R_g$$

- Дужина секција се рачуна као $d = \Theta_0\lambda_g / (2\pi)$
- Обично се узима да је кружна учестаност ω_0 једнака граничној кружној учестаности филтра $\omega_0 = \Omega_p = 2\pi F_p$
- Таласна дужина на воду рачуна се на кружној учестаности ω_0





Stepped-impedance реализација

Пример. Одредити реализацију филтра пропусника ниских учестаности, граничне учестаности 2,5 GHz, максимално равне амплитудске карактеристике, најмањег слабљења од 20 dB на 4 GHz и номиналних импеданси приступа 50 Ω. Сматрати да је најмања карактеристична импеданса 20 Ω, а највећа 120 Ω.

Напомена. Код Батервортове апроксимације, ако се друкчије не наведе, подразумева се да је $A_p = 3$ dB.

Решење. Конструирамо Батервортову апроксимацију са $F_{3dB} = 2,5$ GHz. Ред апроксимације одређујемо из слабљења у непропусном опсегу, $A_s = 20$ dB, који почиње од $F_s = 4$ GHz,

$$A_{dB}(f) = 10 \log_{10}(1 + (f/F_{3dB})^{2n}), \quad A_{dB}(F_s) \geq A_s \Rightarrow n \geq 5,$$

$$g_0 = 1, \quad g_1 = 0,618034, \quad g_2 = 1,61803, \quad g_3 = 2, \quad g_4 = 1,61803, \quad g_5 = 0,618034, \quad g_6 = 1,$$

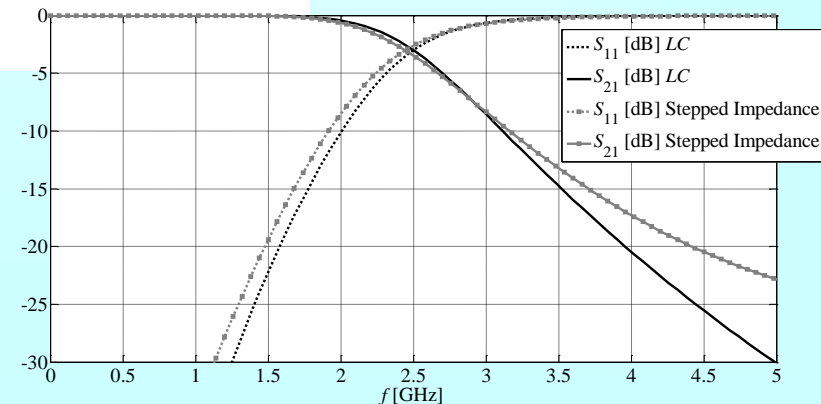
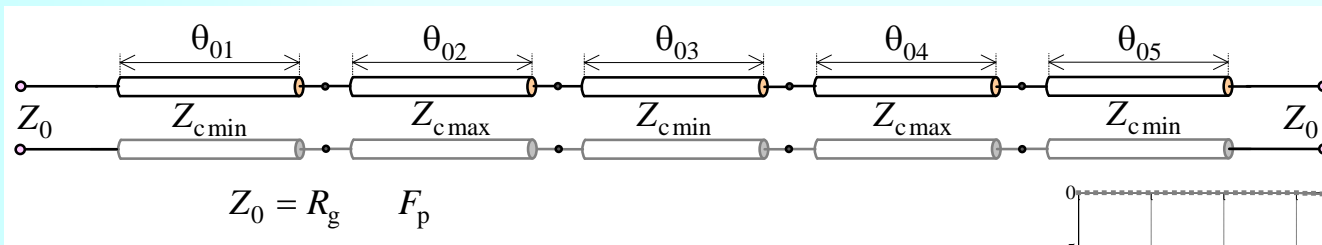
$R_g = R_p = 50 \Omega$, $F_p = F_{3dB}$, $Z_{c,min} = 20 \Omega$, $Z_{c,max} = 120 \Omega$, први елемент је кондензатор,

$$\Theta_{01} = 14,16^\circ, \quad \Theta_{02} = 38,63^\circ, \quad \Theta_{03} = 45,84^\circ, \quad \Theta_{04} = 38,63^\circ, \quad \Theta_{05} = 14,16^\circ.$$



Stepped-impedance реализација и амплитудска карактеристика

- Треба уочити да спецификација није задовољена на граници пропусног опсега, као ни у непропусном опсегу.
- Такође, селективност је мања у односу на шему са концентрисаним елементима.





Stepped-impedance реализација и амплитудска карактеристика

- Како спецификација није задовољена може се пробати са повећањем реда апроксимације или директно из добијене шеме изводити реализацију.
- Прво ћемо покушати да направимо реализацију из прорачунатих електричних дужина, па ћемо онда оптимизирати амплитудски одзив.

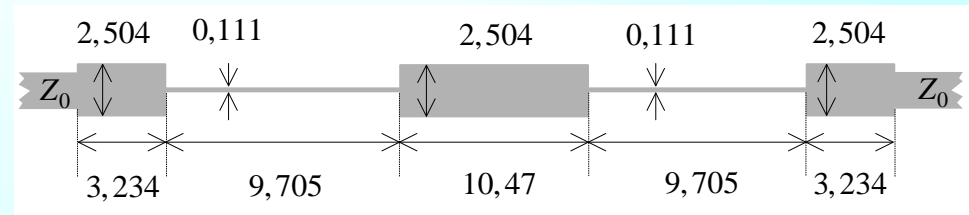


Stepped-impedance реализација у микротракастој техници

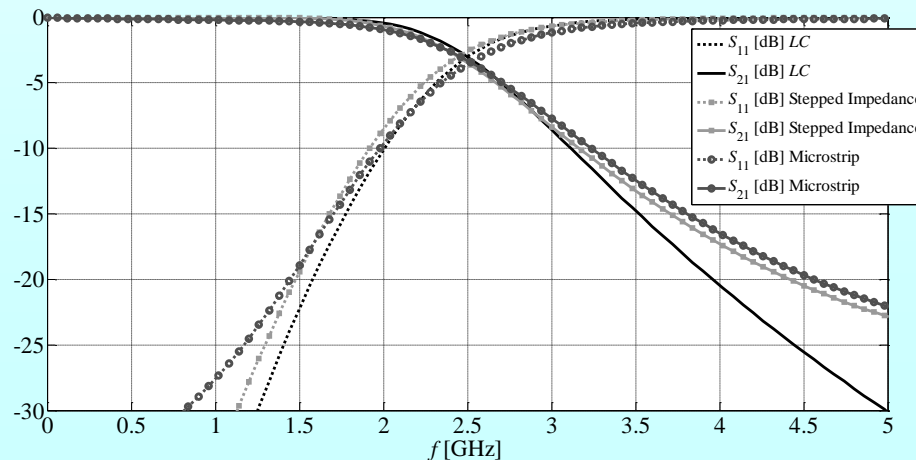
Подлога је од тefлона, релативне пермитивности $\epsilon_r = 2,33$, дебљине $h = 10 \text{ mil} = 0,254 \text{ mm}$, тангенса угла губитака $\text{tg} \delta = 0,002$ и дебљине метализације $t = 36 \mu\text{m}$. Ширине водова су прорачунате програмом TXLINE који је саставни део AWR Microwave Office. Дужине водова могу се одредити помоћу следећих израза:

$$l_{L_i} = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\Omega_p L_i}{Z_{c,\max}} \right),$$

$$l_{C_i} = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\Omega_p C_i Z_{c,\min} \right),$$

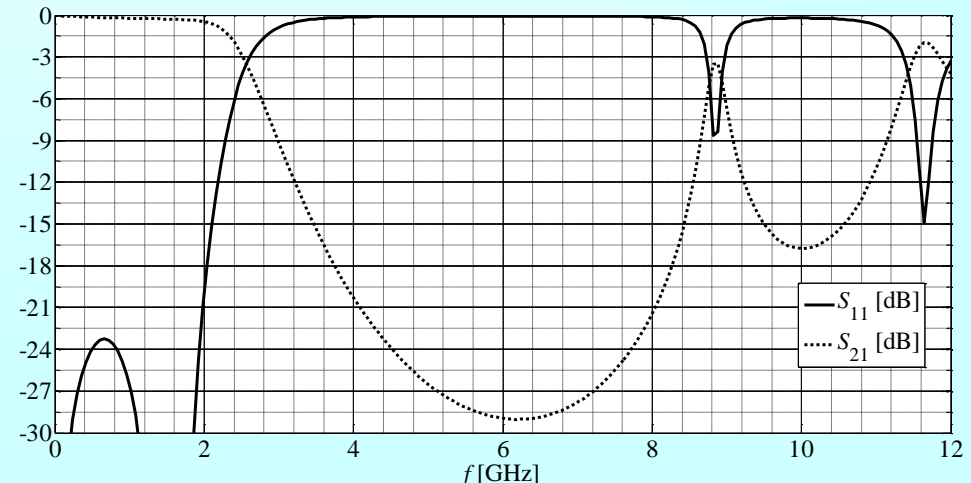
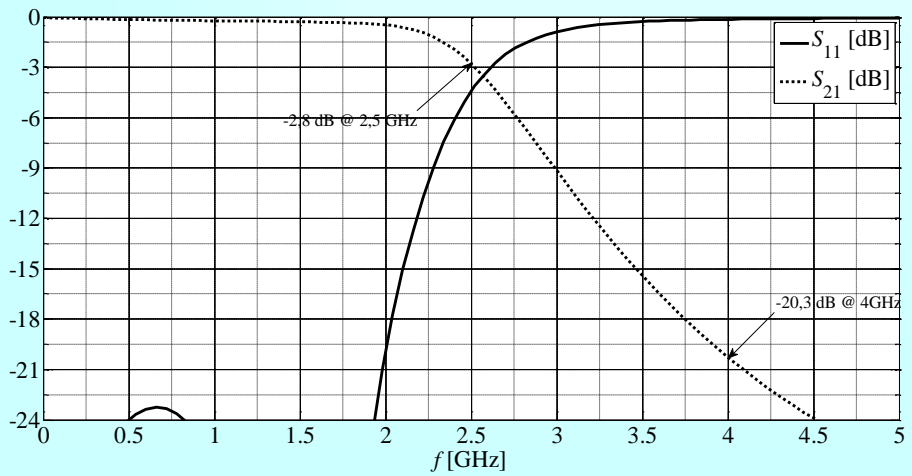
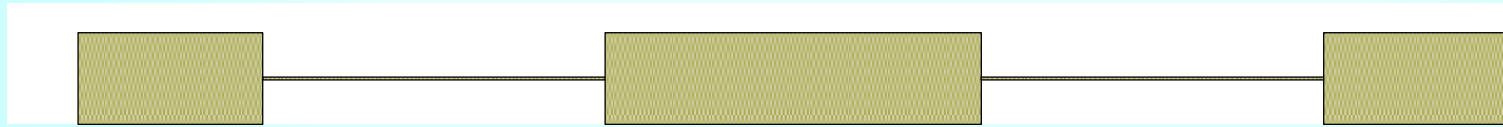
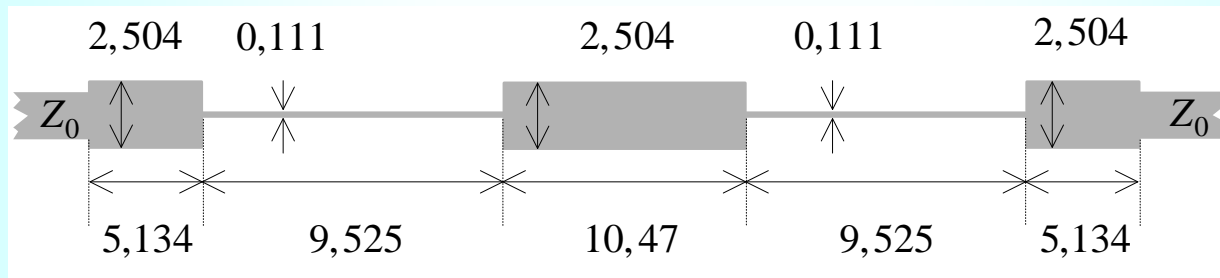


где је λ_{gL} и λ_{gC} вођене таласне дужине на граничној учестаности F_p ($\Omega_p = 2\pi F_p$).





Stepped-impedance оптимальна реализација и изглед проводника на штампаној плочи (layout)





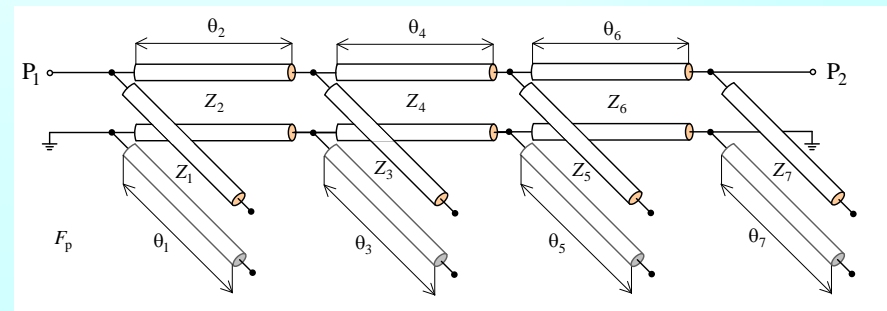
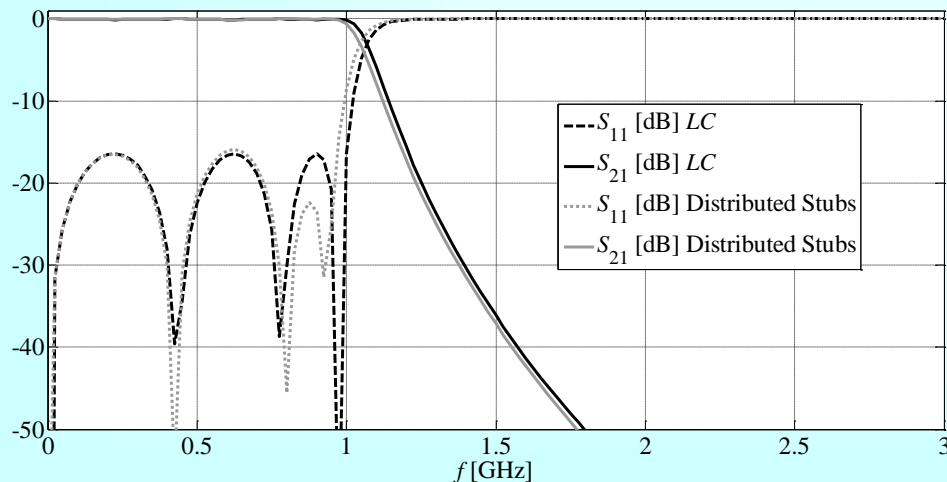
Филтар пропусник ниских учестаности реализован каскадом одсечака водова и отворених огранака

- У односу на стандардну реализацију филтра каскадом секција водова, могућ је алтернативни начин који подразумева да паралелни кондензатор представимо помоћу отвореног огранка вода, под условом да је његова физичка дужина мања од четвртине таласне дужине.



Реализација филтра каскадом одсечака и отворених огранака водова (1)

Пример. Одредити реализацију филтра пропусника ниских учестаности, граничне учестаности 1 GHz, највећег слабљења у пропусном опсегу (таласности) 0,1 dB, најмањег слабљења у непропусном опсегу од 40 dB на 2 GHz и номиналних импеданси приступа 50 Ω . Сматрати да је најмања карактеристична импеданса 20 Ω , а највећа је 105 Ω .





Реализација филтра каскадом одсечача и отворених огранака водова (2)

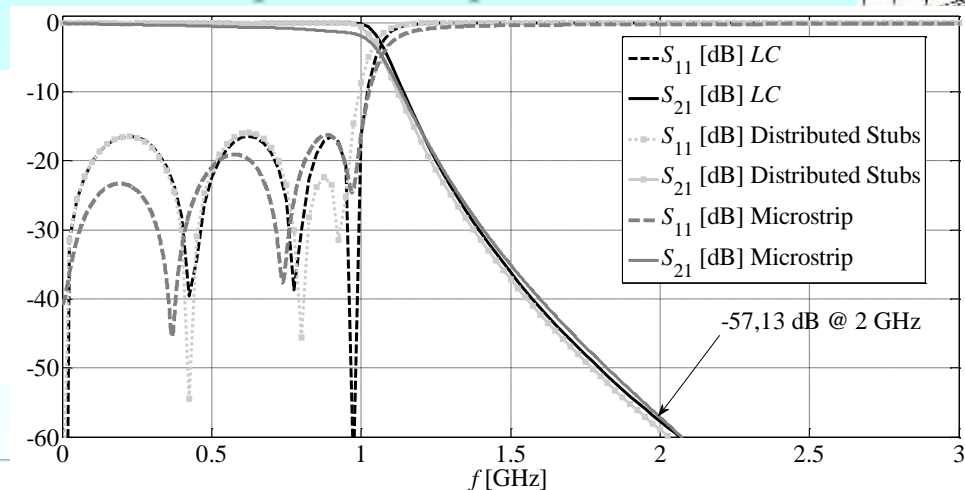
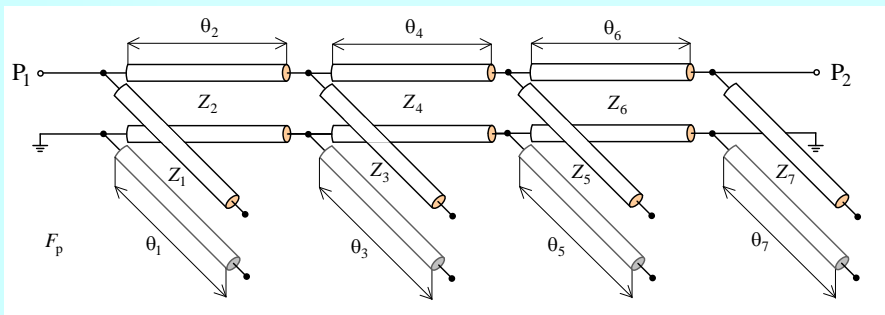
Решење. Конструирамо Чебишевљеву апроксимацију са $F_p = 1 \text{ GHz}$ и таласности $A_p = 0,1 \text{ dB}$. Ред апроксимације одређујемо из услова слабљења у непропусном опсегу, $A_s = 40 \text{ dB}$, који почиње од $F_s = 2 \text{ GHz}$,

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1A_s} - 1}{10^{0,1A_p} - 1}}}{\cosh^{-1}(\Omega_{s, \text{proto}})}, \quad \Omega_{s, \text{proto}} = \Omega_s / \Omega_p = F_s / F_p = 2 \Rightarrow n \geq 5,4505,$$

па је минимални потребни ред филтра шест, али пошто је отпорност генератора једнака отпорности потрошача само ако је ред апроксимације непаран, узет је седми ред $n = 7$. Нормализовани параметри елемената прототипа са Чебишевљевом апроксимацијом за седми ред су:

$$g_0 = 1, g_1 = 1,1812, g_2 = 1,4228, g_3 = 2,0967, g_4 = 1,5734, \\ g_5 = 2,0967, g_6 = 1,4228, g_7 = 1,1812, g_8 = 1.$$

Реализација филтра каскадом одсецака и отворених огранака водова (3)

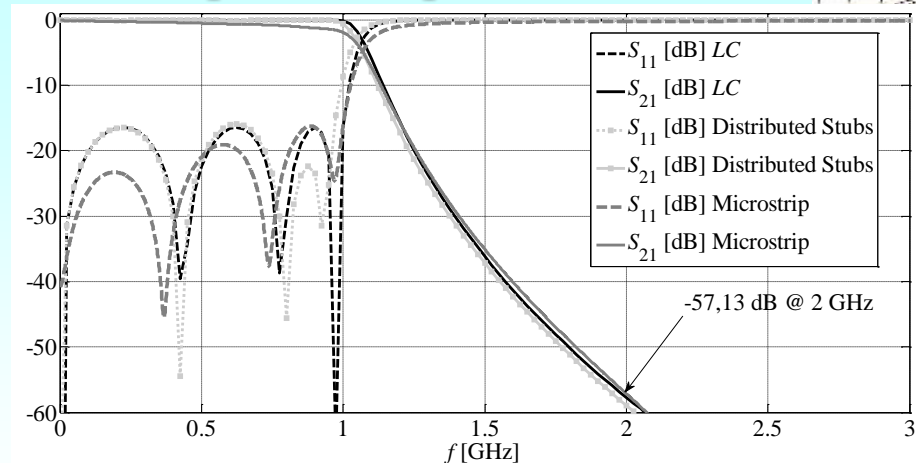
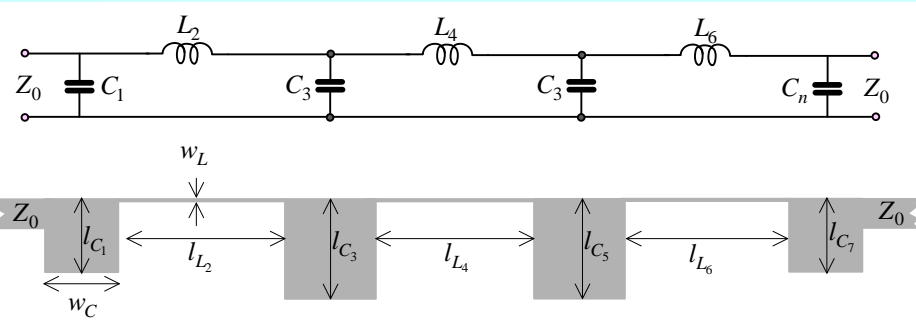


Узима се да је $R_g = R_p = 50 \Omega$, $Z_{c,\min} = 20 \Omega$, $Z_{c,\max} = 105 \Omega$, а први елемент прототипа је кондензатор. При пројектовању полази се од LC -шеме филтра пропусника ниских учестаности која се састоји од редних калемова и паралелних кондензатора. Сваки редни калем може се заменити електрично кратком секцијом велике карактеристичне импедансе, а сваки паралелни кондензатор отвореним огранком вода мале карактеристичне импедансе. Карактеристичне импедансе секција водова које реализују калемове су $Z_{c,\max}$, а за реализацију кондензатора су $Z_{c,\min}$.

Шема са идеалним елементима и амплитудска карактеристика су приказани на слици, а параметри одсецака и огранака водова су добијени користећи MWO Filter Synthesis Wizard и износе $Z_1 = Z_7 = 21,16 \Omega$, $Z_2 = Z_4 = Z_6 = 105 \Omega$, $Z_3 = Z_5 = 11,92 \Omega$, $\theta_1 = \theta_3 = \theta_5 = \theta_7 = 25^\circ$, $\theta_2 = \theta_6 = 40,13^\circ$, $\theta_4 = 45,66^\circ$. Треба уочити да је спецификација задовољена на граници пропусног опсега, као и у непропусном опсегу. Такође, селективност је иста као и код шеме са концентрисаним елементима.

За реализацију је одабрана микротракаста техника, а подлога је FR-4 релативне пермитивности $\epsilon_r = 4,4$, дебљине $h = 0,8 \text{ mm}$, дебљине метализације $t = 17 \mu\text{m}$, и тангенса угла губитака $\tan \delta = 0,02$. Ширине водова су одређене програмом TXLINE за $Z_{c,\max}$ и $Z_{c,\min}$, као и вођене таласне дужине $\lambda_{gL} = 173,6 \text{ mm}$, $\lambda_{gC} = 154,5 \text{ mm}$ на граничној учестаности од 1 GHz .

Реализација филтра каскадом одсецака и отворених огранака водова (4)



Дужине водова су прорачунате коришћењем следећих израза

$$l_{L_i} = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\Omega_p L_i}{Z_{C,\max}} \right), \quad l_{C_i} = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \tan^{-1} \left(\Omega_p C_i Z_{C,\min} \right),$$

где је L_i и C_i одређено на основу прототипа филтра, отпорности генератора R_g и граничне учестаности F_p (формула 2.12, глава 2) и износе: $C_1 = 3.759$ pF, $L_2 = 11.322$ nH, $C_3 = 6.674$ pF, $L_4 = 12.5$ nH, $C_5 = 6.674$ pF, $L_6 = 11.322$ nH, $C_7 = 3.759$ pF. Ширине огранака и секција водова су $w_{Z_{C,\min}} = w_C = 5,54$ mm и $w_{Z_{C,\max}} = w_L = 0,3$ mm, респективно. Ширина 50Ω вода је $1,5$ mm. Дужине паралелних отворених огранака и секција водова су $l_{C_1} = l_{C_7} = 10,85$ mm, $l_{C_3} = l_{C_5} = 17,16$ mm, $l_{L_2} = l_{L_6} = 20,6$ mm и $l_{L_4} = 23,4$ mm. У циљу задовољења спецификације филтра, након оптимизације за дужине паралелних огранака и секција водова добијене су вредности: $l_{C_1} = l_{C_7} = 9,37$ mm, $l_{C_3} = l_{C_5} = 16,18$ mm, $l_{L_2} = l_{L_6} = 19,73$ mm, $l_{L_4} = 21,75$ mm.

Реализован је прецизнији симулациони модел.

На споју водова додати су елементи који моделују дисконтинуитете.

Додати су водови (уводници) карактеристичне импедансе 50Ω .

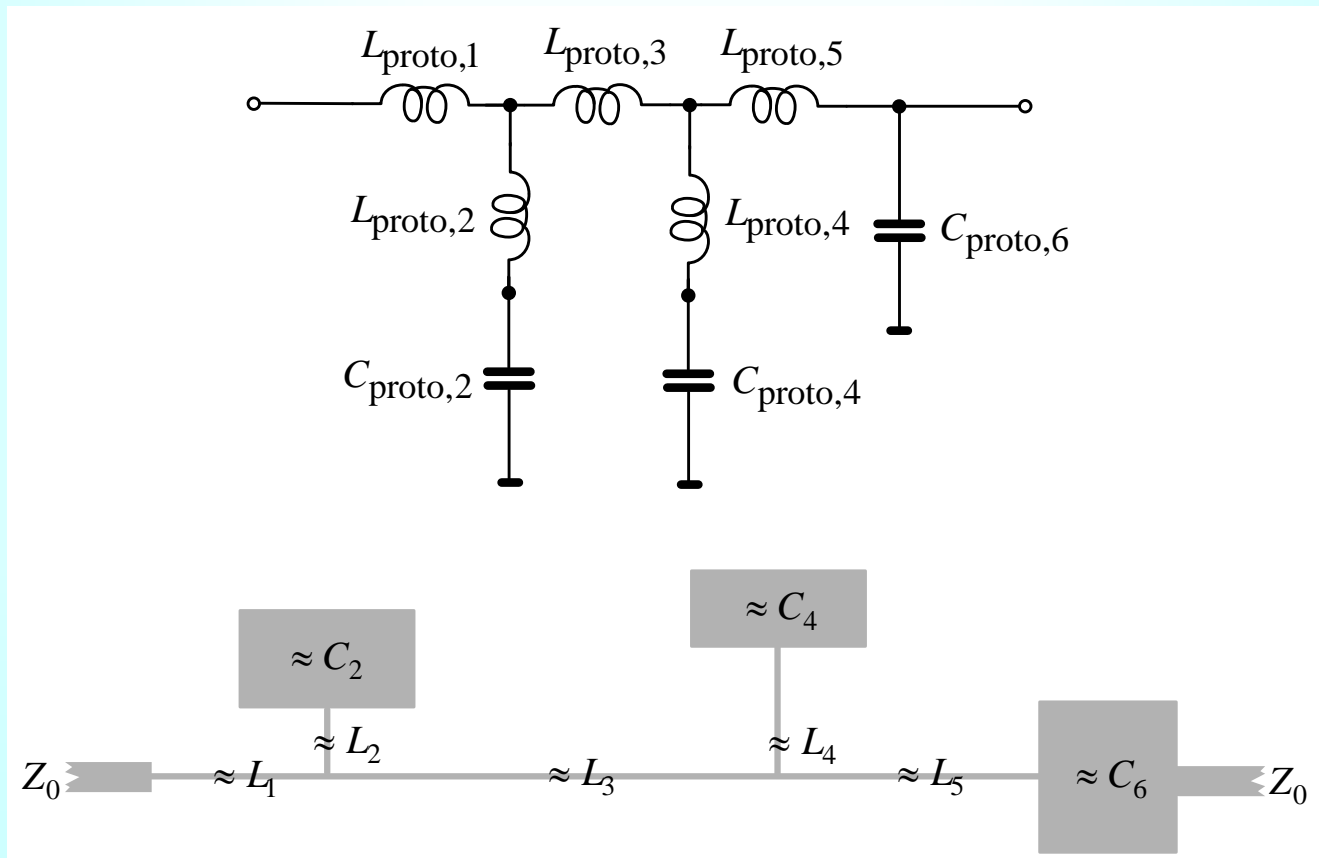
Квази-концентрисани филтар пропусник ниских учестаности са коначним нулама



- Пројектовање филтра пропусника ниских учестаности са елиптичком апроксимацијом и реализација у микротракастој техници.
- У циљу реализације филтра, полази се од електричне шеме прототипа филтра са елиптичком апроксимацијом.
- Уочавају се редни LC резонатори, на електричној шеми, који на резонантној учестаности дају нуле трансфер функције.
- Нуле у трансфер функцији омогућиће постизање веће селективности филтра.



Филтар пропусник ниских учестаности са елиптичком апроксимацијом



Филтар пропусник ниских учестаности са елиптичком апроксимацијом

Пример. Одредити реализацију филтра пропусника ниских учестаности, граничне учестаности 1 GHz, највећег слабљења у пропусном опсегу (таласности) 0,18 dB, најмањег слабљења у непропусном опсегу од 38,1 dB на 1,194 GHz и номиналних импеданси приступа 50 Ω. Сматрати да је најмања карактеристична импеданса 14 Ω, а највећа је 93 Ω.

Решење. Конструираемо елиптичку апроксимацију за $F_p = 1 \text{ GHz}$ и таласности $A_p = 0,18 \text{ dB}$. Ред апроксимације одређујемо из услова слабљења у непропусном опсегу, $A_s = 38,1 \text{ dB}$, који почиње од $F_s = 1,194 \text{ GHz}$. На основу табеле дате у [Hong2011] одређен је шести ред филтра, па су нормализовани параметри елемената прототипа:

$$g_0 = g_7 = 1, g_{L_1} = g_1 = 0,8214, g_{L_2} = g_2' = 0,3892, g_{C_2} = g_2 = 1,0840,$$
$$g_{L_3} = g_3 = 1,1880, g_{L_4} = g_4' = 0,7413, g_{C_4} = g_4 = 0,9077, g_{L_5} = g_5 = 1,1170,$$
$$g_{C_6} = g_6 = 1,1360,$$

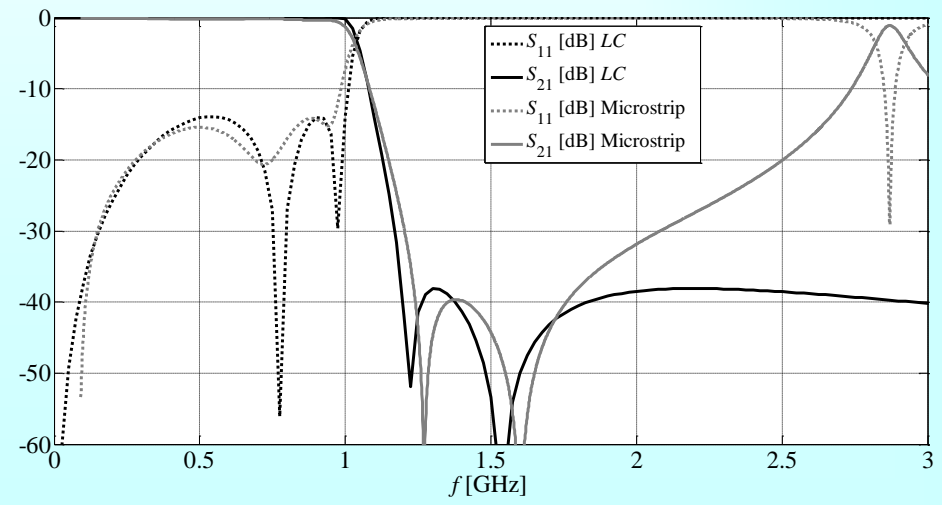
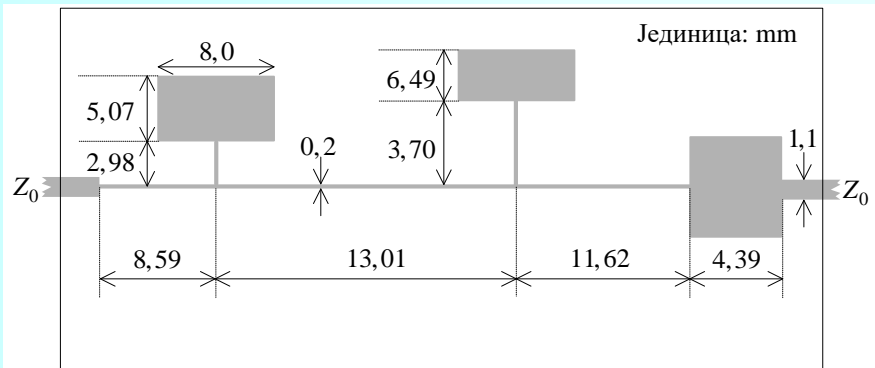
где је g_{L_i} и g_{C_i} означавају индуктивности и капацитивности елемената, респективно. Прототип филтра има таласност 0,18 dB и минимално слабљење у непропусном опсегу 38,1 dB на $\Omega_{s, \text{proto}} = 1,194 \text{ rad/s}$ за граничну угаону учестаност $\Omega_{p, \text{proto}} = 1 \text{ rad/s}$. LC-шема са идеалним елементима филтра пропусника ниских учестаности, за отпорности генератора R_g и граничне учестаности F_p , се одређују

$$L_1 = 6,5365 \text{ nH}, \quad L_2 = 3,0972 \text{ nH}, \quad C_2 = 3,3405 \text{ pF}, \quad L_3 = 9,4538 \text{ pF},$$
$$L_4 = 5,8991 \text{ nH}, \quad C_4 = 2,8893 \text{ pF}, \quad L_5 = 8,8888 \text{ nH}, \quad C_6 = 3,6160 \text{ pF}.$$



Шема филтра са елиптичком апроксимацијом у микротракастој техници

За реализацију је одабрана микротракаста техника, при чему подлога има следеће параметре: релативну пермитивност $\epsilon_r = 10,8$, дебљину $h = 1,27 \text{ mm}$, дебљину метализације $t = 17 \mu\text{m}$ и тангенс угла губитака $\tan \delta = 0,001$. Сви калемови су замењени електрично кратком секцијом велике карактеристичне импедансе $Z_{c,max}$, а сваки кондензатор кратком секцијом мале карактеристичне импедансе $Z_{c,min}$.



$$F_{z1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4 C_4}} = 1,219 \text{ GHz,}$$

$$F_{z2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} = 1,540 \text{ GHz.}$$



Карактеристична импеданса [Ω]	$Z_{c,min} = 14$	$Z_{c,max} = 93$	$Z_{50} = 50$
Ширина микротракастог вода [mm]	$w_C = 8,0$	$w_L = 0,2$	$w_{50} = 1,1$
Таласна дужина на F_p [mm]	$\lambda_{gC}(F_p) = 101$	$\lambda_{gL}(F_p) = 118$	$\lambda_{g50}(F_p) = 112$
Таласна дужина на F_{z1} [mm]	$\lambda_{gC}(F_{z1}) = 83$	$\lambda_{gL}(F_{z1}) = 97$	
Таласна дужина на F_{z2} [mm]	$\lambda_{gC}(F_{z2}) = 66$	$\lambda_{gL}(F_{z2}) = 77$	

Почетне дужине водова се одређују коришћењем следећих израза

$$l_{L_i} = \frac{\lambda_{gL}(F_p)}{2\pi} \sin^{-1} \left(2\pi F_p \frac{L_i}{Z_{c,max}} \right),$$

$$l_{C_i} = \frac{\lambda_{gC}(F_p)}{2\pi} \sin^{-1} \left(2\pi F_p C_i Z_{c,min} \right),$$

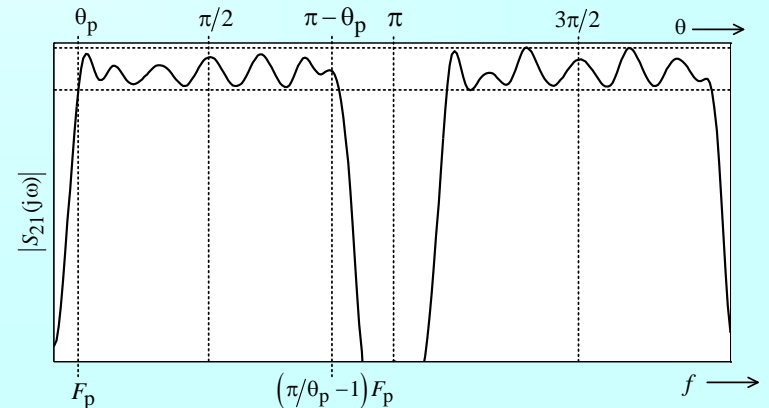
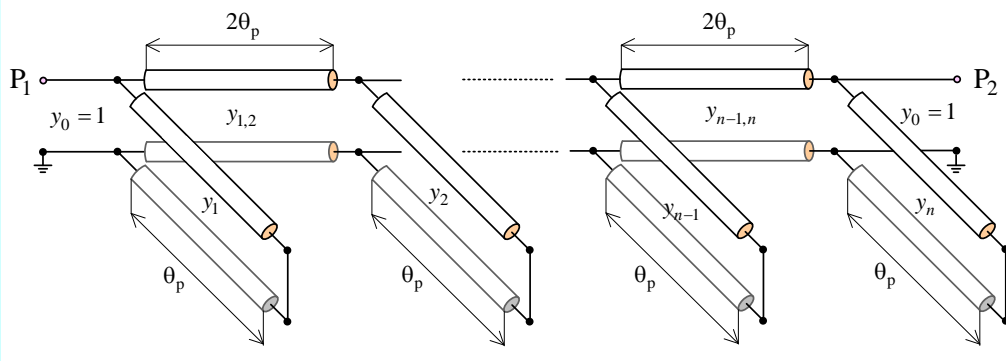
чиме се добијају вредности: $l_{L_1} = 8,59 \text{ mm}$, $l_{L_2} = 3,96 \text{ mm}$, $l_{C_2} = 4,96 \text{ mm}$,
 $l_{L_3} = 13,01 \text{ mm}$, $l_{L_4} = 7,70 \text{ mm}$, $l_{C_4} = 4,13 \text{ mm}$, $l_{L_5} = 12,10 \text{ mm}$, $l_{C_6} = 5,20 \text{ mm}$. У циљу
задовољења спецификације филтра, након оптимизације дужина секција водова добијене
су вредности: $l_{L_2} = 2,98 \text{ mm}$, $l_{C_2} = 5,07 \text{ mm}$, $l_{L_4} = 6,49 \text{ mm}$, $l_{C_4} = 3,70 \text{ mm}$,
 $l_{L_5} = 11,62 \text{ mm}$, $l_{C_6} = 4,39 \text{ mm}$.



Филтри пропусници високих учестаности

Филтри пропусници високих учестаности могу се реализовати помоћу одсечака и огранака водова [RLevy1970], [Hong2011]. Састоји се од каскадне везе краткоспојених огранака водова (електричне дужине θ_p на граничној учестаности F_p) повезаних одсечцима водова (јединичним елементима) електричне дужине $2\theta_p$. И ако се састоји од n огранака ред трансфер функције је $2n-1$. Приказана је типична амплитудска карактеристика филтра за параметар S_{21} , где је θ електрична дужина на радној учестаности f , што се може приказати релацијом

$$\theta = \theta_p f / F_p .$$



Филтри пропусници високих учестаности – пројектовање (1)



Како је филтар реализован помоћу елемената са расподељеним параметрима појавиће се нежељени пропусни опсези. Основни пропусни опсег филтра је од θ_p до $\pi - \theta_p$ за граничну учестаност F_p . Како је филтар реализован са краткоспојеним огранцима, нежељени опсези се налазе на $n(\pi/2)$, где је $n = 3, 5, \dots$, а полови се налазе $k\pi$, где је $k = 1, 2, 3, \dots$.

Реализација филтра може се описати трансфер функцијом

$$|S_{21}(\theta)|^2 = 1 / (1 + \varepsilon^2 F_N^2(\theta)),$$

где је ε сачинитељ таласности у пропусном опсегу, θ је електрична дужина, а F_N је функција филтра дефинисана са

$$F_N(\theta) = \frac{(1 + \sqrt{1 - x_p^2}) T_{2n-1}\left(\frac{x}{x_p}\right) - (1 - \sqrt{1 - x_p^2}) T_{2n-3}\left(\frac{x}{x_p}\right)}{2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)},$$

где је n број краткоспојених огранака,

$$x = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right), \quad x_p = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_p\right)$$

и $T_n(x) = \cos(n \cos^{-1} x)$ је Чебишевљева функција првог реда степена n .

Филтри пропусници високих учестаности – пројектовање (2)



Теоријски, приказани тип филтра може имати и широк пропусни опсег када θ_p постаје мало, међутим, то захтева велике импедансе краткоспојених огранака које се не могу реализовати. Ипак, овај филтра има многе примене код широкопојасних реализација. У табели дате су типичне вредности елемената реализације за пројектовање филтра пропусника високих учестаности са четири, пет и шест краткоспојених огранака и највећег слабљења у пропусном опсегу 0,1 dB за $\theta_p = 25^\circ, 30^\circ, 35^\circ$. Вредности елемената су нормализоване са карактеристичном адмитансом водова. За дату номиналну импедансу приступа Z_0 одговарајуће карактеристичне импедансе се добијају

$$Z_i = Z_0 / y_i,$$

$$Z_{i,i+1} = Z_0 / y_{i,i+1}.$$

n	θ_p	y_1 y_n	$y_{1,2}$ $y_{n-1,n}$	y_2 y_{n-1}	$y_{2,3}$ $y_{n-2,n-1}$	y_3 y_{n-2}	$y_{3,4}$
4	25°	0,22441	1,11113	0,23732	1,10361		
	30°	0,32300	1,07842	0,39443	1,06488		
	35°	0,44670	1,03622	0,60527	1,01536		
5	25°	0,24068	1,10540	0,27110	1,09317	0,29659	
	30°	0,34252	1,07119	0,43985	1,05095	0,48284	
	35°	0,46895	1,02790	0,66089	0,99884	0,72424	
6	25°	0,25038	1,10119	0,29073	1,08725	0,33031	1,08302
	30°	0,35346	1,06720	0,46383	1,04395	0,52615	1,03794
	35°	0,48096	1,02354	0,68833	0,99126	0,77546	0,98381

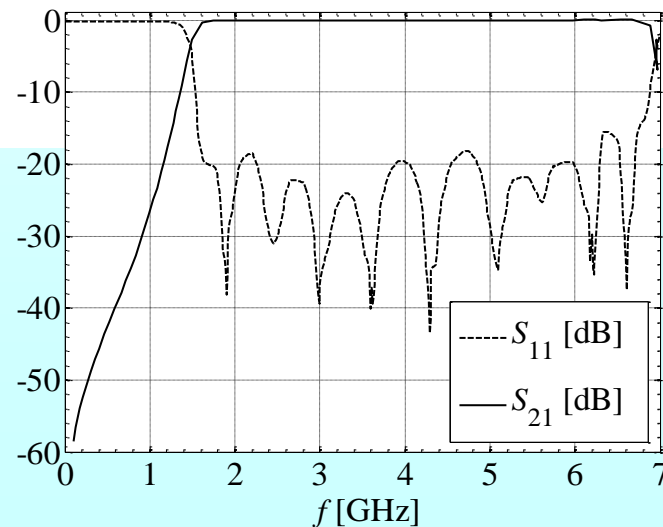
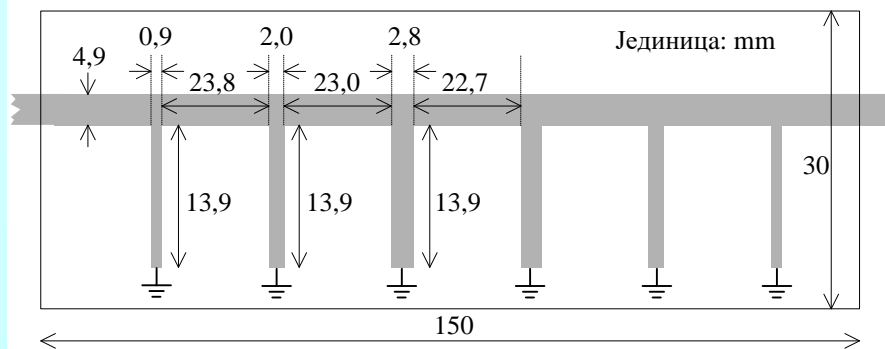
Филтри пропусници високих учестаности у микротракастој техници (1)



Пример. Одредити реализацију филтра пропусника високих учестаности са одсечцима и огранцима водова, граничне учестаности $F_p = 1,5 \text{ GHz}$, највећег слабљења у пропусном опсегу (таласности) $0,1 \text{ dB}$ до $6,5 \text{ GHz}$ и номиналних импеданси приступа $Z_0 = 50 \Omega$.

Решење. За реализацију филтра, електрична дужина θ_p може се одредити на основу релације $(\pi/\theta_p - 1)F_p = 6,5$. Налази се да је $\theta_p = 0,589$ или $\theta_p = 33,75^\circ$. Претпостављајући да је филтар реализован са шест краткоспојених огранака, на основу табеле могу се узети вредности елемената за $n = 6$ и $\theta_p = 30^\circ$, што ће дати шири пропусни опсег до $7,5 \text{ GHz}$. Ово је последица чињенице да ће мања електрична дужина, на граничној учестаности, проширити пропусни опсег. Алтернативно, могуће је наћи вредности елемената за $\theta_p = 33,75^\circ$ интерполацијом вредности елемената приказаних у табели. У конкретном случају за $n = 6$ и $\theta_p = 33,75^\circ$, вредност y_1 се одређује као

$$y_1 = 0,35346 + \frac{(0,48096 - 0,35346)}{5} \times 3,75 = 0,44909.$$



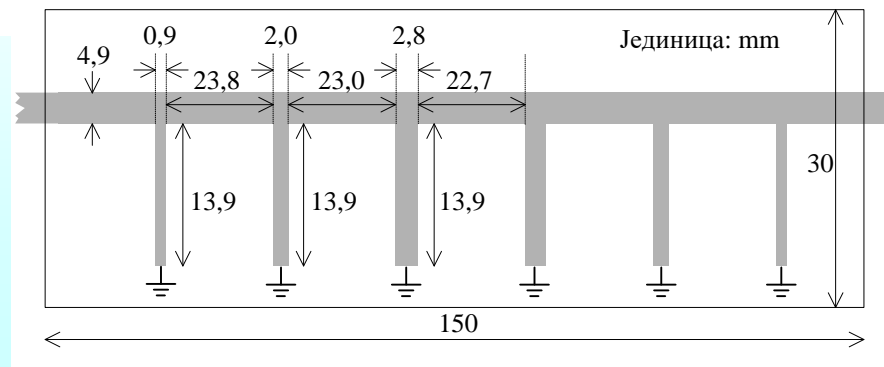
Филтри пропусници високих учестаности у микротракастој техници (2)



Истим поступком интерполације, налазе се вредности осталих елемената: $y_{1,2} = 1,03446$, $y_2 = 0,63221$, $y_{2,3} = 1,00443$, $y_3 = 0,71313$, $y_{3,4} = 0,99734$. Како филтар има номиналне импедансе приступа $Z_0 = 50\Omega$, карактеристичне импедансе водова су: $Z_1 = Z_6 = 111,3\Omega$, $Z_2 = Z_5 = 79,1\Omega$, $Z_3 = Z_4 = 70,1\Omega$, $Z_{1,2} = Z_{5,6} = 48,3\Omega$, $Z_{2,3} = Z_{4,5} = 49,8\Omega$, $Z_{3,4} = 50,1\Omega$.

За реализацију је одабрана микротракаста техника, при чему супстрат има следеће параметре: релативну пермитивност $\epsilon_r = 2,2$, дебљину $h = 1,57\text{ mm}$, дебљину метализације $t = 17\mu\text{ m}$ и тангенс угла губитака $\tan \delta = 0,001$. Почетне димензије водова су прорачунате програмом TXLINE (који је саставни део AWR Microwave Office) за добијене карактеристичне импедансе и електричне дужине краткоспојених одсецака $\theta_p = 33,75^\circ$, као и електричне дужине одсецака водова $2\theta_p = 67,5^\circ$.

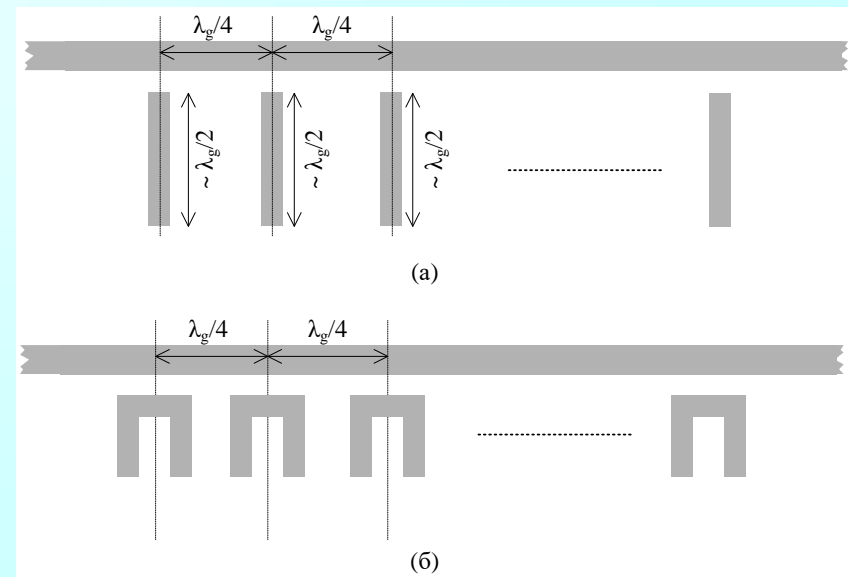
После оптимизације, финалне димензије су дате на слици. У моделу је реализован утицај дисконтинуитета и вија.





Филтри непропусници опсега учестаности

- Постоје две основне реализације филтра са уским непропусним опсегом.
- Прва реализација се састоји од главног вода са којим су спрегнути полуталасни резонатори, а спрега је електрична.
- Друга реализација је остварена магнетском спрегом између главног вода и полуталасних резонатора савијених у облику укосница.
- У оба случаја резонатори су постављени на растојању једнаком четвртини таласне дужине на централној учестаности филтра.
- Могуће је полуталасне резонаторе, у обе реализације, заменити са четвртталасним.

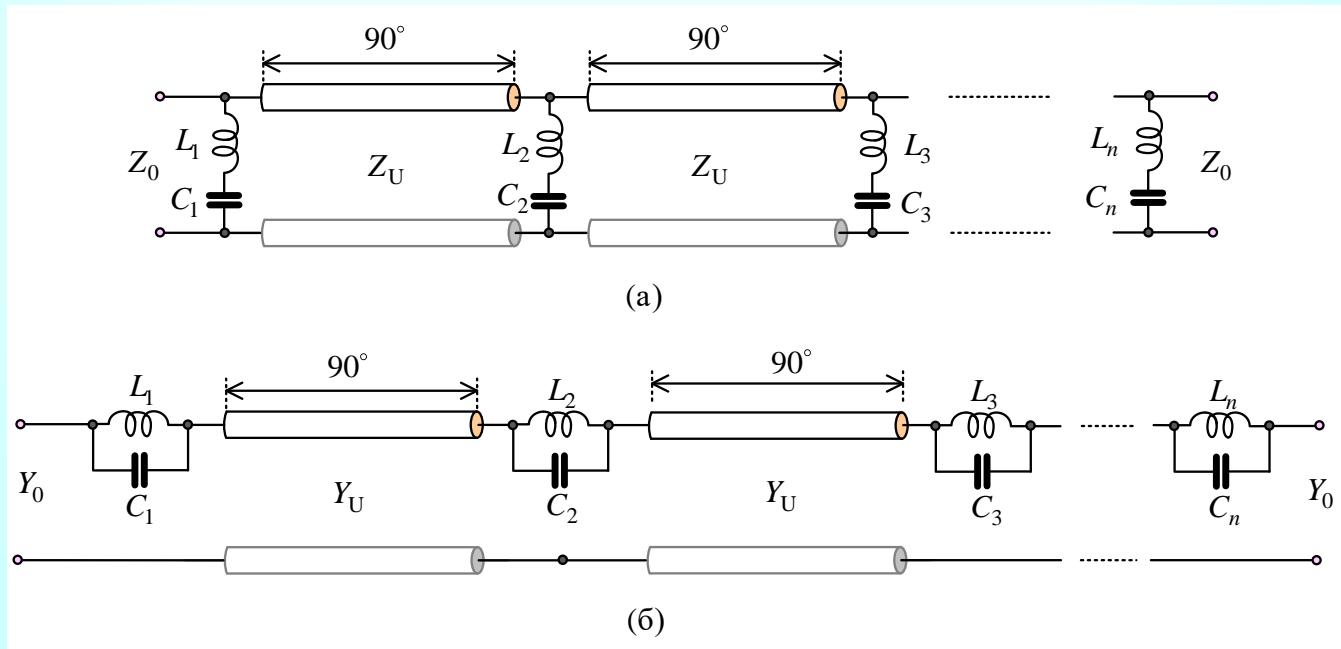


Скица горње стране штампане плочице филтра са уским непропусним опсегом. Полуталасни резонатори су спрегнути са централним водом: (а) електричном спрегом, (б) магнетском спрегом.



Еквивалентне шеме филтара

- Редни LC -резонатори паралелно постављени (а)
- Паралелни LC -резонатори редно постављеним у мрежи (б)

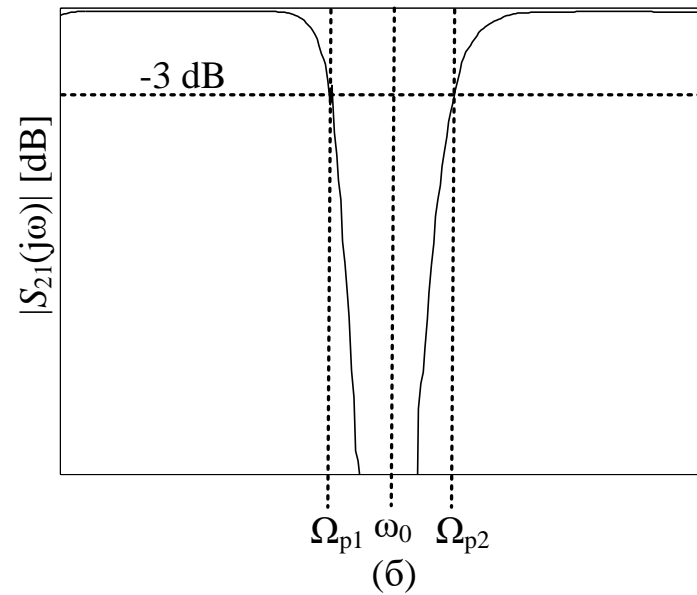
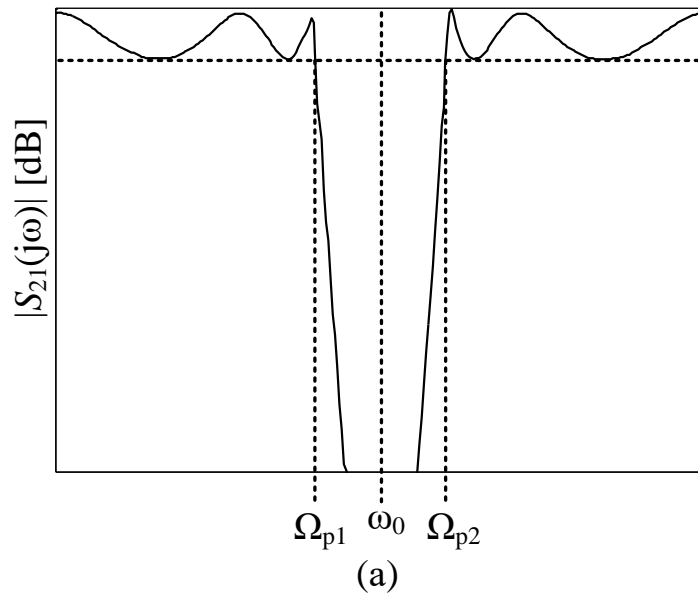




Филтар непропусник опсега учестаности

- дефинисање централне учестаности и граничних учестаности филтра са:

- Чебишевљевом апроксимацијом (а)
- Батервортовом апроксимацијом (б)



Филтри непропусници опсега учестаности - пројектовање (1)



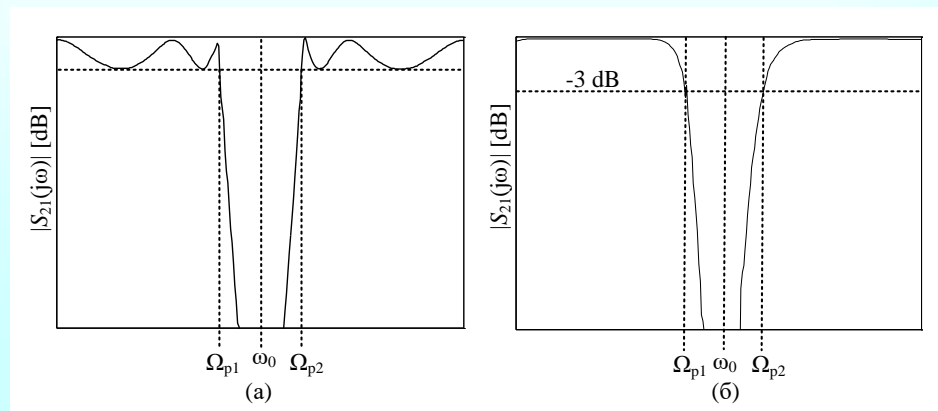
За одабрани прототип филтра, следећом фреквенцијском трансформацијом од прототипа може се остварити мрежа филтра непропусника опсега учестаности:

$$\Omega = \frac{\Omega_{p, \text{proto}} B_{\Delta}}{(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}$$

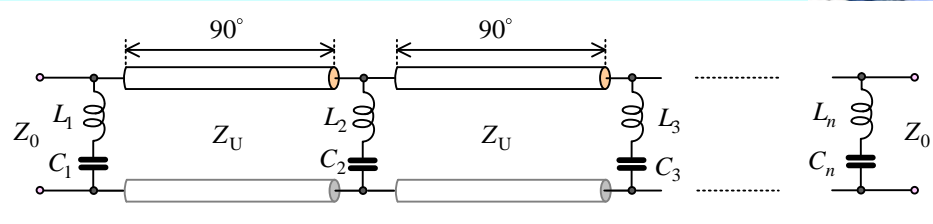
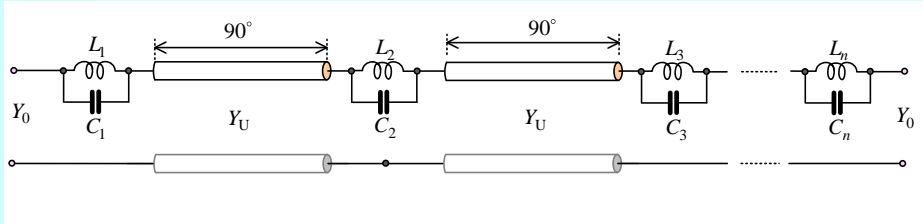
$$\omega_0 = \sqrt{\Omega_{p1} \Omega_{p2}}, \quad \Omega_{p1} = 2\pi F_{p1}, \quad \Omega_{p2} = 2\pi F_{p2}$$

$$B_{\Delta} = \frac{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}}{\omega_0}$$

где је Ω променљива кружне нормализоване учестаности прототипа, $\Omega_{p, \text{proto}}$ је гранична кружна учестаност прототипа, док је ω_0 централна кружна учестаност непропусног опсега, а B_{Δ} је релативна ширина непропусног опсега. Граничне учестаности непропусног опсега су F_{p1} и F_{p2} приказане су на слици.



Филтри непропусници опсега учестаности - пројектовање (2)



Z_0 и Y_0 означавају номиналну импедансу и адмитансу приступа, респективно, Z_U и Y_U су карактеристична импеданса и адмитанса имитансних инвертора, L_i индуктивности калемова и C_i капацитивности кондезатора. За шему са слике важе следеће релације

$$\left(\frac{Z_U}{Z_0}\right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \quad x_i = \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} = Z_0 \left(\frac{Z_U}{Z_0}\right)^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_{p, \text{proto}} B_\Delta}, \quad i = 1, \dots, n$$

где су g_i нормализовани параметри елемената прототипа, а x_i је одређено изводом реактансе $X_i(\omega)$ редног LC -резонатора, тј. $x_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$. На слици је дата реализација филтра са паралелним LC -резонаторима, за коју важе следеће релације

$$\left(\frac{Y_U}{Y_0}\right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \quad b_i = \omega_0 C_i = \frac{1}{\omega_0 L_i} = Y_0 \left(\frac{Y_U}{Y_0}\right)^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_{p, \text{proto}} B_\Delta}, \quad i = 1, \dots, n$$

где је b_i одређено изводом сусцептансе $B_i(\omega)$ паралелног LC -резонатора, тј. $b_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$.

Филтри непропусници опсега учестаности - пројектовање (3): редни LC -резонатор



Посматрамо редни LC -резонатор везан паралелно као мрежу са два приступа, чија је импеданса $Z = j\omega L + 1/(j\omega C)$. На резонантној учестаности $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ посматраног резонатора, вредност параметра x је $\omega_0 L$. Трансфер функција S_{21} , посматране мреже са два приступа и номиналних импеданси Z_0 , дата је изразом

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \frac{Z_0}{2Z}}$$

За узак опсег учестаности може се узети да је $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ($\Delta\omega \ll \omega_0$), па се импеданса редног LC -резонатора може апроксимирати следећим изразом

$$Z \approx j\omega_0 L \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right),$$

при чему је узето $(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) \approx 2\Delta\omega/\omega_0$. Заменом израза за импедансу резонатора добија се

$$|S_{21}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{4(x/Z_0)} \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right]^2}}.$$

Филтри непропусници опсега учестаности - пројектовање (4): редни LC -резонатор



У случају резонанције $\omega = \omega_0$, тј. $\Delta\omega = 0$, добија се да је $|S_{21}(j\omega)| = 0$, што представља нулу трансфер функције. Да би се одредиле граничне учестаности 3 dB пропусног опсега узето је да је $|S_{21}(j\omega)| = 1/\sqrt{2}$ тј.

$$\frac{1}{4(x/Z_0) \Delta\omega_{\pm}} = \pm 1.$$

На основу једначине добија се да је ширина 3 dB непропусног опсега

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{2(x/Z_0)}$$

и према томе је

$$\left(\frac{x}{Z_0} \right) = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega_{3dB}} = \frac{f_0}{2\Delta f_{3dB}}.$$

На основу израза уочава се релација између нормализованог параметра x/Z_0 микроталасног резонатора и фреквенцијског одзива, што омогућава једноставно димензионисање на основу симулације или мерења.

Филтри непропусници опсега учестаности - пројектовање (5): паралелни LC -резонатор



На сличан начин може се извести релација која омогућава екстракцију параметра b/Y_0 микроталасног резонатора на основу фреквенцијског одзива. Посматра се паралелни LC -резонатор, везан редно, као мрежу са два приступа, чија је адмитанса $Y = j\omega C + 1/(j\omega L)$. На резонантној учестаности $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ посматраног резонатора, вредност параметра b је $\omega_0 C$. За посматрану мрежу са два приступа и номиналних адмитанси Y_0 , трансфер функција S_{21} је дата изразом

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \frac{Y_0}{2Y}}$$

За узак опсег учестаности, може се усвојити апроксимација $(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) \approx 2\Delta\omega/\omega_0$, узимајући да је $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, па се добија

$$|S_{21}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{4(b/Y_0)} \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right]^2}}$$

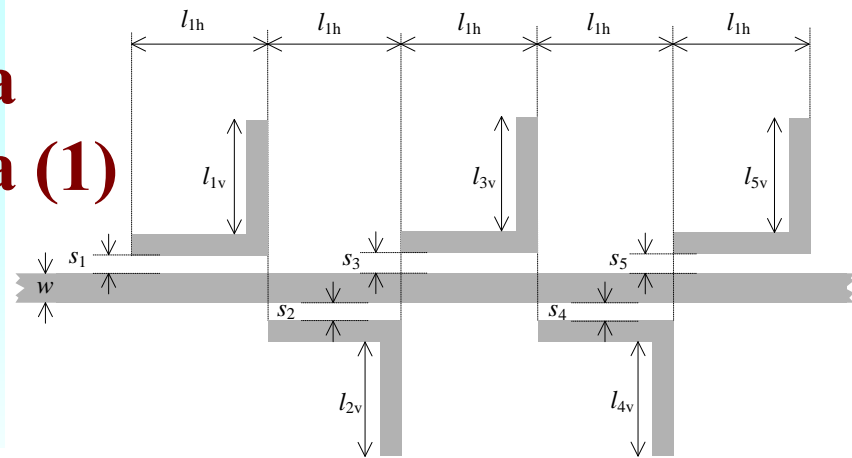
При резонанцији $\omega = \omega_0$, тј. $\Delta\omega = 0$, добија се да је $|S_{21}(j\omega)| = 0$, што представља нулу трансфер функције. Граничне учестаности 3 dB пропусног опсега, кад је $|S_{21}(j\omega)| = 1/\sqrt{2}$, налазе се из следеће релације

$$\frac{1}{4(b/Y_0)} \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm}} = \pm 1.$$

На основу једначине добија се да је ширина 3 dB непропусног опсега

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{2(b/Y_0)} \longrightarrow \left(\frac{b}{Y_0} \right) = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega_{3dB}} = \frac{f_0}{2\Delta f_{3dB}}$$

Филтар непропусник опсега учестаности са L-резонаторима (1)



Пример. Одредити реализацију филтра непропусника опсега учестаности, петог реда, са полуталасним L-резонаторима спрегнутим са централним водом. Граничне учестаности су $F_{p1} = 3,3 \text{ GHz}$ и $F_{p2} = 3,5 \text{ GHz}$, а највеће слабљење у пропусном опсегу (таласност) је $0,1 \text{ dB}$, док су номиналне импедансе приступа $Z_0 = 50 \Omega$.

Решење. За посматрану реализацију, користимо Чебишевљеву апроксимацију петог реда и таласности $0,1 \text{ dB}$ за граничне учестаности $F_{p1} = 3,3 \text{ GHz}$ и $F_{p2} = 3,5 \text{ GHz}$. Према томе, централна учестаност непропусног опсега је $F_0 = 3.3985 \text{ GHz}$, а релативна ширина непропусног опсега је $B_\Delta = 0,0588$.

Нормализовани параметри елемената прототипа са Чебишевљевом апроксимацијом за пети ред су:

$$g_0 = g_6 = 1, \quad g_1 = g_5 = 1,1468, \quad g_2 = g_4 = 1,3712, \quad g_3 = 1,9750.$$

Налазимо следеће параметре филтра

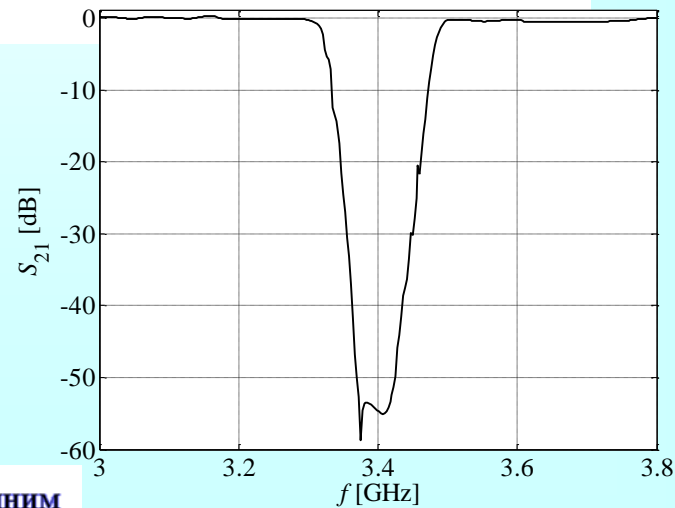
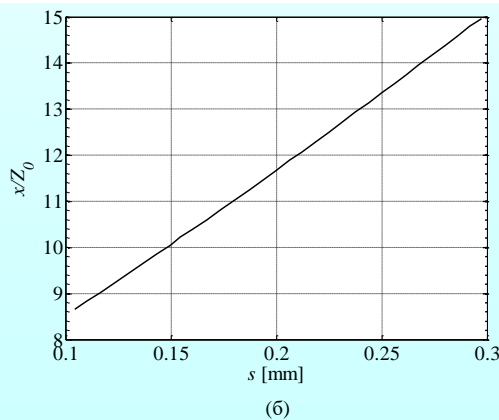
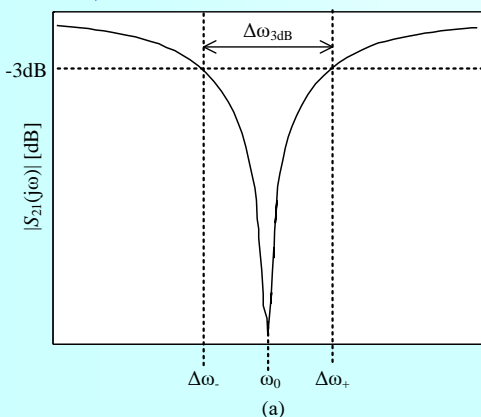
$$Z_U = Z_0, \quad \frac{x_1}{Z_0} = \frac{x_5}{Z_0} = 14,8170,$$

$$\frac{x_3}{Z_0} = 8,6038, \quad \frac{x_2}{Z_0} = \frac{x_4}{Z_0} = 12,3924,$$

при чему је $Z_0 = 50 \Omega$.

Филтар непропусник опсега учестаности са L-резонаторима (2)

За реализацију је одабрана микротракаста техника RT/D 6010, при чему супстрат има следеће параметре: релативну пермитивност $\epsilon_r = 10,8$, дебљину $h = 1,27 \text{ mm}$, дебљину метализације $t = 17 \mu\text{m}$ и тангенс угла губитака $\tan \delta = 0,001$. На датом супстрату, ширина 50Ω микротракастог вода је $w = 1,1 \text{ mm}$. У циљу једноставнијег пројектовања, усвојено је да је ширина L-резонатора једнака $1,1 \text{ mm}$. Усвојено је да су дужине резонатора једнаке половини вођене таласне дужине на централној учестаности F_0 : $l_h = 8,9 \text{ mm}$ и $l_v = 7,9 \text{ mm}$. Затим се симулацијом одређује фреквенцијски одзив једног L-резонатора спрегнутог са централним водом за различите функцији ширине процепа d . Одређује се нормализовани параметар x/Z_0 микроталасног резонатора. На слици приказан је фреквенцијски одзив једног резонатора, као и симулациона крива нормализованог параметара x/Z_0 у функцији ширине процепа, на основу које су одређени жељени процепи филтра: $s_1 = s_5 = 0,292 \text{ mm}$, $s_2 = s_4 = 0,221 \text{ mm}$ и $s_3 = 0,102 \text{ mm}$.



(а) Амплитудска карактеристика параметра S_{21} L-резонатора спрегнутог са централним водом, (б) нормализовани параметар x/Z_0 у функцији ширине процепа d .